

**НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ»**

ФАКУЛЬТЕТ АВІАЦІЙНИХ І КОСМІЧНИХ СИСТЕМ

**НАУКОВО-ТЕХНІЧНА КОНФЕРЕНЦІЯ
ВИКЛАДАЧІВ, НАУКОВЦІВ, АСПІРАНТІВ
ТА СТУДЕНТІВ**

присвячена Дню Науки – 2016

30 – 31 ТРАВНЯ 2016 РОКУ

ЗБІРНИК ДОПОВІДЕЙ

КИЇВ – 2016

УДК: 681.327+656.34-523

Загальною метою науково-технічної конференції є плідне спілкування науково-промислової спільноти, викладачів, науковців, аспірантів, студентів факультету авіаційних і космічних систем з наукових проблем в сфері розвитку авіаційно-космічної галузі України.

У збірнику опубліковані доповіді, які зроблені на конференції з наступних напрямків: автоматизація експериментальних досліджень; метрологія та вимірювальна техніка; літаки та вертольоти; прилади та системи керування літальними апаратами і теоретичної та прикладної механіки.

В роботі науково-технічної конференції брали участь 60 викладачів та науковців, 8 - аспірантів, 75 - студентів факультету авіаційних і космічних систем та 8 з інших організацій.

Збірник містить 84 наукові праці за результатами наукових та практичних досліджень з актуальних проблем в галузі авіаційно-космічної техніки.

Використання матеріалів збірника можливе за умови обов'язкового посилання.

Адреса Оргкомітету науково-технічної конференції: 03056, Київ-56, пр. Перемоги, 37, корп. 28. Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Факультет авіаційних і космічних систем.

Рекомендовано до публікації Вченою радою факультету (*протокол № 10 від 23 травня 2016 року*).

Відповідальний редактор: Зінченко В.П.

Редактори: Добролюбова М.В.
Прохорчук О.В.
Синицький О.П.

Технічний редактор: Добролюбова М.В.,
Лівадіна А.Ю.
Сафоненкова М.М.

В авторській редакції.

Збірник доповідей науково-технічної конференції викладачів, науковців, аспірантів, студентів факультету авіаційних і космічних систем, 30 - 31 травня 2016 року, м. Київ, ФАКС, НТУУ «КПІ». – 2016. – 348 с.

Підписано до друку

Зам. № _____. Наклад 25 прим.

Надруковано з оригінал-макету замовника ВПК «Політехніка» НТУУ «КПІ»
03056, Київ -56, пр. Перемоги, 37, корп. 15

ОГАНІЗАЦІЙНИЙ КОМІТЕТ КОНФЕРЕНЦІЇ:

1. Збруцький Олександр Васильович – професор, доктор технічних наук, декан ФАКС, голова, керівник секції «Чутливі елементи, навігаційні системи, системи керування рухомими об'єктами та конструювання авіаційно-космічної техніки».
2. Зінченко Валерій Петрович – доцент, кандидат технічних наук, заступник декана ФАКС з наукової роботи, заступник голови.
3. Туз Юліан Михайлович – професор, доктор технічних наук, завідувач кафедри АЕД, керівник секції «Автоматизація експериментальних досліджень».
4. Федоров Володимир Миколайович – доцент, кандидат технічних наук, завідувач кафедри ТМ, керівник секції «Теоретична та прикладна механіка».
5. Яремчук Ніна Антонівна – доцент, кандидат технічних наук, завідувач кафедри ІВТ, керівник секції «Метрологія та вимірювальна техніка».
6. Добролюбова Марина Валеріївна – доцент, кандидат технічних наук, заступник завідувача кафедри АЕД з наукової роботи.
7. Можаровська Тамара Миколаївна – доцент, кандидат технічних наук, заступник завідувача кафедри теоретичної механіки з наукової роботи.
8. Прохорчук Олександр Віталійович – доцент, кандидат технічних наук, заступник завідувача кафедри ПСКЛА з наукової роботи.
9. Синицький Олег Павлович – доцент, кандидат технічних наук, заступник завідувача кафедри ІВТ з наукової роботи.

Збірник доповідей науково-технічної конференції викладачів, науковців, аспірантів, студентів факультету авіаційних і космічних систем, 30-31 травня 2016 року, м. Київ, ФАКС, НТУУ «КПІ». – 2016. – 321 с. У збірнику опубліковані тези доповідей конференції з наступних напрямків: автоматизація експериментальних досліджень; метрологія та вимірювальна техніка; літаки та вертольоти; прилади та системи керування літальними апаратами; теоретична та прикладна механіка.

За зміст опублікованих у збірнику праць відповідальність несуть їх автори.

Сборник докладов научно-технической конференции преподавателей, научных работников, аспирантов, студентов факультета авиационных и космических систем, 30 - 31 мая 2016 года, г. Киев, ФАКС, НТУУ «КПИ». – 2016. – 321 с. В сборнике опубликованы тезисы докладов конференции по следующим направлениям: автоматизация экспериментальных исследований; метрология и измерительная техника; самолеты и вертолеты; приборы и системы управления летательными аппаратами; теоретическая и прикладная механика.

За содержание опубликованных в сборнике докладов ответственность несут их авторы.

The collection of reports scientifically-technical conference of teachers, science officers, post-graduate students, students of faculty of aviation and space systems, on May, 30 - 31th 2015, Kiev, the FASS, NTUU «KPI». – 2016. – 321 p. In the collection theses of reports of the conference on following branches: automation of experimental researches; metrology and the measuring technics; planes and helicopters; devices and control systems of flying machines are published; theoretical and applied mechanics.

The authors bare the responsibility for the content of the reports published in the collection.

ЗМІСТ

Секція 1 «Автоматизація експериментальних досліджень»

ЗИНЧЕНКО В.П., ТИХОМИРОВ В.А., ЗИНЧЕНКО С.В.

Моделирование процессов взаимодействия подсистем авионики. 13

КОВАЛЬЧУК К.В.

Автоматизована система контролю втрат тепла в багатоповерховому будинку. 17

КОВАЛЬЧУК К.В., САМАРЦЕВ Ю.М.

Розробка програмного забезпечення для автоматизованої системи контролю втрат тепла в багатоповерховому будинку. 19

КОРЖОВА Л.Р., САМАРЦЕВ Ю.М.

Інформаційно-вимірювальна система для дослідження експлуатаційних характеристик батарей живлення напруги постійного струму. 21

ЛІЩЕНКО Д.С., ШНИРА А.В., ДОБРОЛЮБОВА М.В.

Система моніторингу показників якості питної води. 23

МАРТИНЮК Д.В., БОГОМАЗОВ С.А.

Організація бездротової мережі для збору експериментальних даних. 27

МЕНЖИНСЬКА Т.В., ВОЛОДАРСЬКИЙ Є.Т.

Вимірювання пусьсу під час стресу. 31

ОВДІЄНКО Ю.М., ШЕВЧЕНКО К.Л.

Дослідження методів радіометричного вимірювання глибинних температур тіла людини. 33

ПИСАРЕНКО Ю.В., САМОЙЛЕНКО Д.В.

Розробка засобів кластеризації текстових документів за предметними галузями. 36

СМИРНОВ А.О., НЕРОЗНИЙ Р.Е.

Дослідження використання тензоперетворювачів у аеродинамічних вагах. 42

СОЛОМКО Р.С.

Дослідження методів вимірювання координат рельєфу тунельних об'єктів з використанням ультразвукових давачів на фазових решітках. 45

СУДАКОВА С.О., ШУМКОВ Ю.С.

Формирование испытательных сигналов специальной формы на основе экспоненциальных сплайнов. 47

ТАТАРЧУК О.Д., САМАРЦЕВ Ю.М.

Науково-дослідна вимірювальна система для дослідження впливу кліматичних параметрів на якість рослин..... 54

ТУЗ Ю.М., КОЗИР О.В., ЧЕРВОНА Т.В.

Ідентифікація динамічних характеристик термоперетворювачів..... 56

ЦИГАНОВ А.Л., КОКОТЕНКО Б.В.

Корекція результату багатоканальних вимірювань інтегральних значень за допомогою інтерполяції..... 62

ЧЕРНЯВСЬКИЙ А.Л., БОГОМАЗОВ С.А.

Організація віртуальних ір-модулів збору даних..... 65

ЧЕРНЯХ Б.Г., БОГОМАЗОВ С.А.

Організація інтерфейсів вимірювальних систем на базі мобільних пристроїв..... 69

ШНИРА А.В., ЧАПАЛЮК Б.В., АЛІМОВ А.І., ДОБРОЛЮБОВА М.В.

Система моніторингу 3D-принтерів типу REPRAP3 FDM технологією друку.73

ЮДИН П.Ю., ШУМКОВ Ю.С.

Измерение R,L,C-параметров электрических цепей с использованием испытательных сигналов специальной формы..... 84

Секція 2 «Метрологія та вимірювальна техніка»

БЕЗВЕРХИЙ Є.Ю.

Ультразвуковий засіб вимірювання відстані..... 91

БЕРЕЗНИЧЕНКО В.О., БОБКОВ Ю.В.

Вимірювач щільності теплових потоків та температури..... 93

БОКЕЄВА В.В., ШАНТИР С.В.

Комплекс сстерігання стану головного мозку за його біоелектричною активністю..... 97

БОБКОВ Ю.В., БОНДАРЕНКО А.К.

Виртуальный макет для измерения геометрических размеров объектов по их изображениям..... 99

БОБКОВ Ю.В., БОНДАРЕНКО А.К.

Система вимірювання температурних режимів ядерних реакторів на базі інтелектуальних датчиків..... 104

БОБКОВ Ю.В., ЧЕРНЕНКО И.А.

Исследование влияния температурной зависимости скорости распространения ультразвука на погрешность дефектоскопа сварных швов..... 110

ВАСІНСЬКИЙ Е.П., ШАНТИР С.В. Дослідження алгоритму обробки вібросигналу методом імітаційного моделювання.	113
ВАСІНСЬКИЙ Е.П., ЯРЕМЧУК Н.А. Дослідження швидкодії та точності різних алгоритмів адаптивного тестування.	115
ВАСИЛЕВСЬКА Н.В., ШАНТИР С.В. Імітаційна модель каналу моніторингу коливань ротора.....	119
ВАСИЛЬЄВА В.Г., СИНИЦКИЙ О.П. Анализ перспектив электронного фетального мониторинга.....	121
ЗАГОВОРА І.В., ЯРЕМЧУК Н.А. Аналіз похибок нелінійного каналу вимірювання.....	125
ЗАМОТАЙЛО Т.В., СИНИЦКИЙ О.П. Измерение пульсаций и импульсных помех в DC/DC преобразователях.	127
КРУПП О.О., ПАВЛИШИН М.М. Особливості інформаційно-метрологічного забезпечення експертизи та сертифікації агротехнологій.....	129
КУЧЕРЯВА О.В. Класифікація енергосистем на сонячних батареях.	130
ЛАЗУТКИН А.В., ЗАТОКА С.А. Выбор метода экспериментального исследования эталона малого объема и объемного расхода газа.....	133
МОГИЛЬНЫЙ П.А., СИНИЦКИЙ О.П. Исследование тенденций развития интеллектуальных трансформаторов.	136
ОСІНЦЕВА М.Б., БОБКОВ Ю.В. Системи розпізнавання форми електричних сигналів.	138
ПІВТОРАК А.І., ШАНТИР С.В. Спосіб підвищення продуктивності моніторингу електрокардіограм в клінічних умовах.	142
ПАНЧИК М.В., БОБКОВ Ю.В. Статистический измеритель интервалов времени.....	143
ПАСЮТА В.О., ПАВЛИШИН М.М. ІВС параметрів технологічного процесу виробництва біопалива.	147
ПРОСКІН В.В., ЯРЕМЧУК Н.А. Методика оцінювання компонентів показників якості програмних засобів використанням ординальних даних.....	148

СОКОЛЮК А.О., ЗАТОКА С.А.

Імітаційна модель повірки цифрового вимірювача зсуву фаз. 151

ПАВЛИШИН М.М., СУТКОВИЙ О.О.

Інтелектуальна інформаційно-вимірювальна система параметрів вібрації газотурбінних двигунів літальних апаратів. 154

ПАВЛИШИН М.М., СУТКОВИЙ О.О., КОНОВАЛОВА Н.Р.

Особливості дослідження стану авіаційних газотурбінних двигунів під час експлуатації. 156

ТКАЧЕНКО Я.О., ПАВЛИШИН М.М.

Інтелектуальна інформаційно-вимірювальна система параметрів якості води. 158

**Секція 3 «Чутливі елементи, навігаційні системи,
системи керування рухомими об'єктами та конструювання авіаційно-
космічної техніки»**

АФНАСЬЄВ Д.В., ВІРЧЕНКО Г.А.

Порівняння методів параметричного моделювання крила літака. 161

БАЛАБАНОВА Т.В., ГАВАЗА О.Ю.

Методика расчета характеристик крыла самолета с учетом аэроупругости. 164

БАРИНОВ А.О., ЗІНЧЕНКО Д.М.

Підбір закінцівок несучого гвинта БпЛА вертольотного типу для зменшення рівня утворюваного шуму. 169

БІЛОУСОВ Т.В., БОНДАР Ю.І.

Розподіл аеродинамічних сил по розмаху крила літака з урахуванням статичної аеропружності. 171

БОНДАРЕНКО О.М., БОГОСЛАВЕЦЬ Р.О.

Порівняльний аналіз впливу динаміки зміни швидкості на лінеаризовану та нелінеаризовану математичну модель руху твердого тіла. 175

БОНДАРЕНКО О.М., ОНИЩЕНКО В.В.

Експериментальні дослідження смуги пропускання коріолісового вібраційного гіроскопу. 179

ВІДЯКІНА К.Р., ЧЕРНЯК М.Г.

Температурне калібрування тривісного блоку навігаційних акселерометрів. 182

ВОЛИНЕЦЬ О.А., ЗІНЧЕНКО Д.М.

Забезпечення стійкості та керованості літака на критичних кутах атаки. . 188

ГОЇНЕЦЬ О.О., НЕЧИПОРЕНКО О. М.

Канал вимірювання тиску для систем повітряних сигналів літака. 190

ДВОРЕЦЬКА К.Т., СУХОВ В.В., КОЗЕЙ Я.С.	
Методика інтегрованого проектування елементів планера літака.	193
ЖДАНОВ Д.І., ЗІНЧЕНКО Д.М.	
Аеродинамічне проектування адаптивного крила гібридної конструкції. ..	195
ЗАВАЛЬНАЯ О.С., БУРНАШЕВ В.В.	
Адаптивный алгоритм управления беспилотным самолетом на основе дискретного оптимального наблюдателя параметров модели.	200
ЗАЙКА С.М.	
Синтез системы поперечной стабилизации противотанковой управляемой ракеты на этапе вхождения в зону управления.....	204
ЗБРУЦЬКИЙ О.В., КІЗІЦЬКИЙ О.О.	
Синтез системи керування квадрокоптером.....	210
ЗБРУЦЬКИЙ О.В., ТРУНОВ В.Ю.	
Аналіз впливу низькочастотних гармонік нульового сигналу на точність мікромеханічного гіроскопа.....	211
ЗІНЧЕНКО Д.М., ДІДЕНКО Р.Р.	
Аеродинамічний обрис надувних несучих поверхонь літака.	216
ЗОРЕНКО А.І., ВІРЧЕНКО Г.А.	
Комп'ютерне моделювання конструкції планера літака.	221
ІВАНОВ С.В., ОЛІЙНИК П.Б., ТЕУТ В.М.	
Ідентифікація параметрів математичної моделі судна.	225
ІВАНОВ С.В., ПАЗИНИЧ Д.С.	
Метод керування резонансним волоконно-оптичним гіроскопом.	229
ІГОЛКІН Д.С., СУХОВ В.В.	
Особливості вибору параметрів електричної силової установки безпілотного літального апарату з врахуванням маршруту польоту.	233
КАРЛІН М.В., КОЛОТ О.В.	
Алгоритм пошуку динамічних об'єктів за допомогою групи БПЛА.....	235
KOLBAKIR S., ZINCHENKO D.	
An aerodynamic design for a high altitude portable unmanned aerial vehicle.	239
КОЛОТ О.В., СУГАК Д.В.	
Навігаційне забезпечення групи безпілотних літальних апаратів.	241
КОТВИЦЬКИЙ Р.С., САРИБОГА Г.В.	
Система технічного зору в задачах керування безпілотного літального апарату: метод – ідентифікація об'єктів за кольором.	246

КОТЧЕНКО О.С., ЗАКРЕВСЬКИЙ А.О., КОЗЕЙ Я.С.

Досвід розробки й результат льотних випробувань літального апарату на ручному керуванні з перспективою створення БпЛА.....251

МАЦІЛЕЦЬКА О.С., ПРОХОРЧУК О.В.

Гіростабілізована платформа для астронавігаційної системи безпілотного літального апарату.....254

НЕЧИПОРЕНКО О.М., БУДІМ А.О.

Метод аналізу безвідмовності системи повітряних сигналів на базі частотних датчиків тиску.....257

ОХОТНИКОВА О.Ю., ПРОХОРЧУК О.В.

Астроінерціальна навігаційна система безпілотного літального апарату.263

ПАРХОМЕНКО А.С., САРИБОГА Г.В.

Виконавчі елементи системи керування мікросупутника.267

ПРЕДАЧЕНКО К.О.

Розрахункове дослідження аеродинамічних характеристик безпілотного літального апарату з крилом замкненої просторової схеми.270

ПРОХОРЧУК О.В., КУЧЕРЯВЕНКО І.О.

Вибір оптимального методу інтерполяції для побудови навігаційних карт геофізичної навігаційної системи.275

ПРОХОРЧУК О.В., ПОХИЛЕНКО О.О.

Багатоантенна супутникова система орієнтації та навігації малих супутників.....281

СТРЕЛЯЄВ О.Ю., ШКВАР Є.О.

Неоднорідне нагрівання обтічної поверхні — перспективний метод покращення характеристик турбулентного обтікання швидкісних транспортних засобів та елементів промислового обладнання.286

СУХОВ В.В., КОЗЕЙ Я.С.

Проблеми та перспективи розвитку літаків на сонячній енергії.....288

ТЕРЬОХІН С.В., ЧЕРНЯК М.Г.

Інструментальна вібраційна похибка навігаційного акселерометра.291

ТРОЦЕНКО Д.С., ШКВАР Є.О.

Перспективи розвитку технологій активного управління обтіканням поверхонь літаків на рівні сучасних технологічних можливостей.....297

ЧМИХ В.О., ЗІЛІНКА В.В., ШКВАР Є.О.

Реактивний закриток на крилі екраноплана.299

ГУБСЬКА В.В.

Вплив нахилу стінок резервуара у формі зрізаного конуса на хвилеутворення в рідині з вільною поверхнею під дією імпульсного навантаження. 302

ПІКЕНІН О.О., МАРИНОШЕНКО О.П., ПРОХОРЧУК О.В.

Алгоритм пошуку та ідентифікації опорних точок повітряних суден..... 305

ФЕДОРОВ В.Н., ГЕРИК Б.В., ЛУКОМСКИЙ Я.Ю., ШТЕФАН Н.И.

О точности определения положения меридиана наземным гирокомпасом во время выбега его ротора 311

ЯНЧЕВСЬКИЙ І.В.

Ідентифікація нестационарних навантажень, що діють на пружнодеформований елемент конструкції. 316

Науково-технічна конференція викладачів, науковців, аспірантів та студентів, присвячена Дню Науки

**СЕКЦІЯ 1
«АВТОМАТИЗАЦІЯ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИХ
ДОСЛІДЖЕНЬ»**

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ПОДСИСТЕМ АВИАНИКИ

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт», Киев, Украина,
zinchenko.vp@gmail.com

Введение. Переход от аналоговых к цифровым средствам авионики привел к тому, что реализация функций переместилась из области схемотехники в область программирования. Это касается и мультиплексного канала информационного обмена (МКИО) систем с центральным управлением или интерфейса Mil-Std-1553b. Используется в авионике и во всех видах вооружений США и стран НАТО. Аналоги: ГОСТ 26765.52-87; ГОСТ Р52070-2003; DefStan 00-18/2; STANAG 3838; AirStandart 50/2. Внедрен в авионику отечественных самолетов (Ан-70, Ан-148).

Актуальность задачи. Цифровые компоненты авионики обрабатывают большие объемы данных и управляют информационными потоками [1]. Для решения актуальной задачи программного управления потоками информации необходимы средства информационного обмена, которые реализует Mil-Std-1553b.

Особенности. Mil-Std-1553b состоит из: двух шин (основная и резервная); контроллера шины; оконечных устройств; монитора шины (рис. 1).

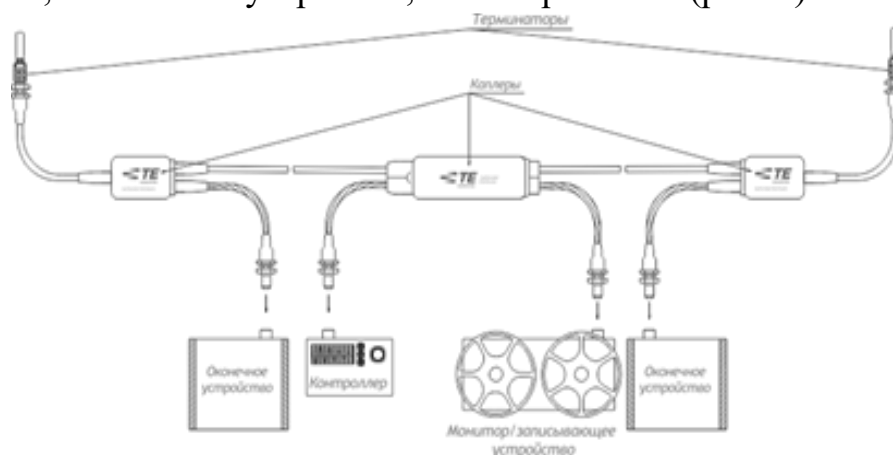


Рис. 1. Схема МКИО Mil-Std-1553b

На одном МКИО в любой момент времени может быть только один контроллер, который является инициатором всех сообщений в шине. Контроллер: оперирует командами; управляет передачей/приемом сообщений оконечными устройствами; обрабатывает запросы от оконечных устройств; фиксирует, восстанавливает и сохраняет ошибки и их историю. Оконечные устройства выполняют функции организации: взаимодействия шины данных и подключаемой подсистемы; моста между двумя и более МКИО. Монитор канала в отличие от оконечного устройства не может передавать сообщения по шине. Он выполняет мониторинг и запись транзакций по шине данных, без вмешательства контроллера или оконечных устройств.

Модель бортового комплекса. Бортовой комплекс авионики – это многома-шинная многоуровневая система (рис. 2), где SS_i – подсистемы (индикации, управления, навигации, противообледенения и т.п.), которые взаимодействуют между собой посредством интерфейса МКИО через устройства интерфейса (УИ), которые работают как удаленный терминал (RT), или как контроллер шины (BC), или как монитор шины (BM). Отметим, что вместо ПК может быть штатная бор-товая система технического обслуживания и/или система бортовых измерений для этапа испытаний, то есть одна из SS_i . У одной подсистемы может быть несколько устройств интерфейса или несколько подсистем могут быть подключены к одно-му УИ.

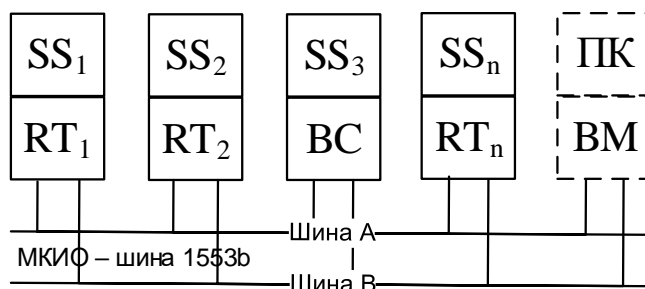


Рис. 2. Схема бортового комплекса авионики

Основные задачи интерфейса Mil-Std-1553b две: организация обменом информации между подсистемами авионики (через устройства интерфейса шины); управление обменом (контроль передачи/приема информации, состояния УИ шины; обработка отказных ситуаций).

Прикладные функции интерфейса реализуются прикладными программами (ПП), так как схемотехническая реализация стандартизована в виде электронных компонентов. Существуют устройства, которые позволяют моделировать информаци-онные ситуации. Например, устройства CM1553-1/3 (рис. 3) позволяют не только освоить функции интерфейса, но и создавать полунатурные модели про-цессов взаимодействия подсистем авионики на этапах проектирования, испыта-ний, обработки и эксплуатации.



Рис. 3. Устройства CM1553-1 и CM1553-3

Устройство CM1553-1/3 – это плата РСМСІА типа ІІІ, обеспечивающая связь настольного/мобильного компьютера (ПК) с МКИО. Устройство совместно с мо-бильным ПК является мобильным программируемым пользовательским термина-лом МКИО, который может выполнять функции BC, RT и BM, в том числе, на борту самолета. Устройство CM1553-1 реализует все функции обмена по МКИО,

освобождая главный ПК от подготовки и обработки данных, что позволяет создавать адекватные информационные модели РВ в авионике. Программное обеспечение (ПО) устройства CM1553-1 – это драйвер окна PCMCIA (Card Services) и библиотека функций для языка С и компиляторов Borland и др. ПП управления CM1553-1 включают до 7 элементов в зависимости от режима работы и прикладной задачи: open; configure; initialize; activate; handle data; deactivate; close.

Решение задач. Основные задачи интерфейса Mil-Std-1553В решаются средствами программирования. Главным активным организующим и управляющим элементом в любой подсистеме является тот терминал шины, который в данный момент времени работает в режиме ВС. Терминалы в режиме RT выполняют адресованные им команды ВС. Терминал в режиме ВМ не выполняет команд ВС, а непрерывно контролирует появляющуюся в шине данных информацию. Рассмотрены несколько типовых базовых задач.

Задача 1. Передать одно сообщение от ВС к RT или от RT к ВС.

Алгоритм решения задачи представляется в LAC-форме сообщений в МКЮ так: CW:AD.TR.SA.WC+DW:{n}=T1+SW:AD.SB[.SB]+T2;, где: CW – командное слово; поля CW (AD – адрес RT приемника сообщения; TR – значение бита передача/прием; SA – подадрес передаваемых данных; WC – количество передаваемых DW); DW – слово данных; WV – значение DW; n – количество реально переданных DW (без/с ошибками n=/≠WC); SW – слово состояния RT; SB – номер бита признака SW; T1 и T2 – паузы в передаче.

Алгоритм передачи информации в обратном направлении (от RT к ВС) следующий: CW:AD.TR.SA.WC=T1+SW:AD.SB[.SB]+DW:{n}+T2; Следовательно, ВС должен передать одно CW, после чего ждать заданное время ответа от RT в виде SW и необходимого числа DW.

Задача 2. Периодическая передача сообщений /фрейм ВС по шине на примере передачи таких двух сообщений с частотой 50 Гц: сообщение 1: RT с AD=2 должен принять от ВС WC=8 DW в SA=1; сообщение 2: RT с AD=4 должен передать к ВС WC=12 DW из SA=1.

Лучший способ – это автоматическая синхронная передача фрейма с использованием отдельных функции. Алгоритм такой: CW:02.0.01.08=T1+SW:02.00+DW:{08}+T2; CW:04.1.01.12=T1+SW:04.00+DW:{12}+T2;.

Задача 3. Периодическая передача ВС списка сообщений (циклограмма) на примере передачи трех сообщений (msg1 с f = 100 Гц, msg2 с f = 50 Гц, msg3 с f = 25 Гц) и на неисправность RT должен отреагировать ВС путем передачи специального сообщения (errormsg).

Задача 4. Передача сообщений между RT на примере передачи периодического сообщения с $f = 1/\text{time}$ от RT1 с AD1 к RT2 с AD2, то есть передать несколько (WC) DW из SA1 в SA2. Алгоритм: CW1:AD2.0.SA2.WC+CW2:AD1.1.SA1.WC=T1+SW1:AD1.SB[.SB]+DW:{WC}+T1+SW2:AD2.SB[.SB]+T2;.

Задача 5. Режим RT. Пусть RT с AD=3 связаны два сообщения – одно на прием, второе на передачу. Используя CW=1828h ВС предлагает RT принять 8 DW в

SA=1, а с помощью CW=1C24h – передать 4 DW из SA1. В этом случае ПП должна обеспечить считывание и обработку принятых DW, модификацию и запись данных для передачи. Алгоритм будет таким: CW:03.0.01.08+ DW: {08}=T1+SW:03.00+T2; CW:03.1.01.04=T1+SW:03.00+ DW: {04}+T2;.

Задача 6. Режим VM: устройство CM1553-1 записывает сообщения и размечает время всего обмена по шине для заданных адресов RT.

Названные задачи иллюстрируют только некоторые случаи применения устройства CM1553-1. Возможно решать такие задачи: BC – повторная передача сообщений; задание интервалов времени между сообщениями; вызов прерываний на ПК в заданных точках; выполнение встроенного теста; RT - буферизация; задание признаков занятости, ошибок и неисправностей; блокирование конкретного CW; чтение данных с метками времени; вызов прерываний по приему отдельных CW или при ошибках; VM - совмещенный режим RT и VM.

Применение. Обычно разработчик, испытатель или исследователь в конкретный момент времени работает с одним/несколькими параметрами информационного обмена, реализующих какую-либо одну функцию, поэтому для моделирования достаточно 3/4 устройства CM1553-1 (рис. 4).

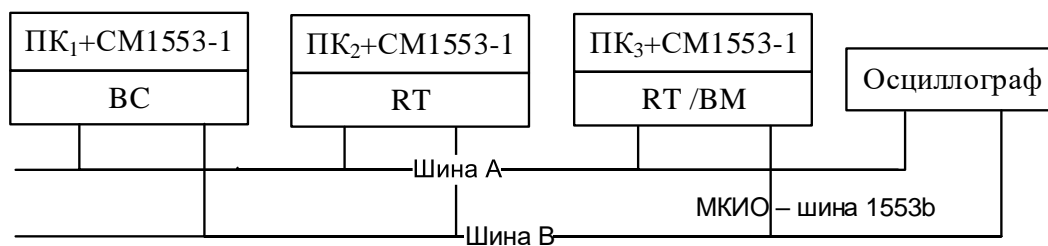


Рис. 4. Схема моделирующей системы авионики

На этапе проектирования авионики наиболее важным является возможность моделирования информационного взаимодействия ее подсистем в РВ, где отрабатываются не только взаимодействие между подсистемами, но и алгоритмы их функционирования, включая критические ситуации.

Особое значение такая моделирующая система имеет на этапе испытаний авионики за пределами эксплуатационных ограничений самолета (безопасность), что невозможно проверить в реальных условиях.

Сертификация критических подсистем требует подтверждение безопасности их эксплуатации при возникновении отказов/неисправностей, некоторые из которых невозможно имитировать на реальных системах, например, деградацию параметров. И здесь единственным решением задачи является моделирование.

Моделирующая система является инструментом в условиях жесткого РВ обнаружения и устранения неисправностей подсистем авионики в условиях эксплуатации. Универсальный инструмент – ПК с соответствующим ПО, позволяет моделировать практически любые ситуации в РВ.

Одним из полезных с практической точки зрения применений МКИО является запись на внешние носители всех сообщений в течение всего полета самолета. По

окончании полета испытательные/эксплуатационные службы могут неограниченное количество раз воспроизвести этот полет в РВ непосредственно на экранах на рабочих местах членов экипажа или на экране ПК.

Известно, что на всех этапах жизни самолета документация является важным элементом. Поэтому, используется такой формат представления сообщений в МКИО, который позволяет с одной стороны, записывать алгоритмы в виде ПП подсистем авионики в терминах понятных программисту и с другой – в терминах, понимаемых разработчиком/испытателем таких подсистем (LAC-формы). Параметры работы систем и полета самолета имеют физический смысл и их отображают в виде графиков, диаграмм и т.п.

Моделирующую систему (рис. 4) предложено использовать для обучения комплексированию и программированию интегральных комплексов авионики на базе МКИО.

Выводы: применение в авионике цифровых технологий вызывает необходимость подготовки соответствующих специалистов; опыт применения МКИО в авионике позволяет организовать обучение принципам построения, взаимодействия и реализации компонентов авионики с применением программно-управляемых связей; внедрение цифровых технологий в авионику требует более широкого и существенного внимания к проблеме обучения.

Литература

Зинченко В.П., Тихомиров В.А., Зинченко С.В.// О подготовке специалистов бортовых комплексов авионики // Информационные системы, механика и управление. - 2016. - Вып. 13.

УДК 681.3

КОВАЛЬЧУК К.В.

АВТОМАТИЗОВАНА СИСТЕМА КОНТРОЛЮ ВТРАТ ТЕПЛА В БАГАТО-ПОВЕРХОВОМУ БУДИНКУ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна, e-mail: megajeday@gmail.com

Постановка задачі. Теплоносій подається енергетичною компанією по трубах до входу у будинок, а надалі подається кінцевому споживачу комунальними установками. На шляху від входу у будинок теплоносій втрачає енергію, значення цих втрат не вимірюється. Енергетичні компанії також не мають можливості вимірювати втрати тепла на шляху теплоносія від входу у будинок до кінцевого споживача. Неможливість вимірювання цих втрат створює великі надлишкові витрати грошей кінцевих споживачів. Встановлення одного теплолічильника на будинок не дає змоги виміряти ці втрати. Ці втрати можна було б визначити якщо знати кількість енергії яка подається теплоносієм на вході у будинок, та спожиту енергію всіма споживачами.

У переважній більшості будинків розводка труб є вертикальною, тобто кожен радіатор під'єднується до системи опалення окремою трубою стояка. Тому для

вимірювання спожитого тепла однією квартирою необхідно встановлення теплотічильника на кожен стояк у квартирі.

Якщо ж будинок має вертикальну систему розводки труб тепlopостачання достатньо встановлення одного теплотічильника на квартиру. Проте дуже рідко є можливість встановити лічильник на кожен квартиру, так як не всі власники квартир хочуть його встановлювати. Отже втрати тепла від входу у будинок до кінцевого споживача неможливо виміряти за допомогою існуючих рішень.

Мета. Розробка системи контролю втрат тепла в багатоповерховому будинку.

Викладення основного матеріалу. Система контролю втрат тепла з вимірювальних модулів кожен з яких виконує функцію вимірювання та передачі інформації. Робота вимірювального модуля базується на вимірюванні витрати теплоносія, що проходить через опалювальний прилад, фіксацію датчиками температур теплоносія на вході та на виході з опалювального приладу.

Величина витрати теплової енергії $Q_{\text{вп}}$ розраховується контролером, як добуток витрати теплоносія на питому теплоємність теплоносія та на різницю температур на вході та виході теплоносія з опалювального приладу та розраховується за формулою:

$$Q_{\text{вп}} = G \cdot c (T_{\text{вх}} - T_{\text{вих}}), \text{ Вт}$$

де G кг/рік – витрата теплоносія, $T_{\text{вх}}$ °C – температура теплоносія на вході до опалювального пристрою, $T_{\text{вих}}$ °C – температура теплоносія на виході з опалювального пристрою, c Дж/кг °C – питома теплоємність теплоносія.

Система складається з 3 видів вимірювальних модулів, які відрізняються функціональним призначенням. Вимірювальний модуль (ВМ) на вході у будівлю вимірює загальну витрату тепла будинком. ВМ на кожен стояк вимірює загальну енергію витрачена споживачами підключеними до стояка.

Для детального вимірювання витрати тепла кожною квартирою можливе встановлення вимірювального модуля у квартиру. Для будинків з горизонтальною системою розводки труб достатньою одного вимірювального модуля на квартиру. У будинках з вертикальною розводкою опалення необхідне встановлення вимірювального модуля на кожен стояк на якому знаходиться опалювальний пристрій. Втрати тепла на шляху від постачальника до споживача будуть розраховуватись як різниця між загальним обсягом теплової енергії отриманої будинком та спожитою споживачами. Загальна енергія витрачена споживачами визначається, як сумарне значення вимірювань модулями встановленими на кожен стояк будинку.

На основі проведеного огляду аналогічних технічних рішень для визначення температури теплоносія використовується цифровий датчик DS18B20, у якості вимірювача витрати теплоносія використовується ультразвуковий накладний витратомір [1].

Система використовує спеціальне програмне забезпечення, відправляючи дані на сервер, який обробляє та відображає їх в Інтернеті на спеціально розробленому сайті. Відправлення даних відбувається за допомогою радіоканала стандарту Wi-Fi. Сервер отримує дані від усіх вимірювальних модулів які встановлені у будинку.

ку. Отримана на сервері інформація обробляється та зберігається, для подальшого використання та обробки. Для відправки даних використовується компонент ESP8266, який використовує протокол TCP/IP [2-4].

Висновки. Розроблено систему контролю втрат тепла в багатоповерховому будинку завдяки чому можна виміряти витрати тепла на шляху від входу у будинок до кінцевого споживача. Система використовує спеціальне програмне забезпечення, відправляючи дані на сервер, який обробляє та відображає їх в Інтернеті на спеціально розробленому веб-сайті. Аналіз похибок показав, що розроблена система спостереження параметрів води виконує вимірювання з незначним відхиленням. Була досягнута похибка температури вимірювання 0,5 С, а похибка витрати теплоносія становить 2,5%.

Література

1. Datasheet ds18b20 // *Electronic Components Datasheet Search*. – <http://www.alldatasheet.com/> – *DS18B20 Datasheet, pdf*.
2. Cortex-M3 МК STM32. *Практическое руководство. Описание архитектуры и семейства микроконтроллеров // CHIPMAKER* – <http://www.chipmaker.ru/files/file/5659/>.
3. Шилдт Г. *Java. Полное руководство: пер. с англ.* – 8-е изд. – М.: ООО «И.Д. Вильямс», 2012. – 1104 с.
4. *Algorithms / S. Dasgupta, C.H. Papadimitriou, U.V. Vazirani* – July 18, 2006

УДК 681.3

КОВАЛЬЧУК К.В., САМАРЦЕВ Ю.М.

РОЗРОБКА ПРОГРАМНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ДЛЯ АВТОМАТИЗОВАНОЇ СИСТЕМИ КОНТРОЛЮ ВТРАТ ТЕПЛА В БАГАТОПОВЕРХОВОМУ БУДИНКУ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна, e-mail: megajeday@gmail.com

Постановка задачі. Автоматизована система контролю втрат тепла виконує функцію вимірювання та передачі інформації про втрати тепла у будинку. Сервер є важливою частиною системи і він відповідає за прийом, зберігання та обробку інформації. Система контролю втрат тепла виконує безперервні вимірювання у часі та передає виміряні дані на сервер.

Мета. Розробка програмного забезпечення для системи контролю втрат тепла в багатоповерховому будинку.

Викладення основного матеріалу. Система контролю втрат тепла складається з вимірювальних модулів, кожен з яких виконує функцію вимірювання та передачі інформації. Для функціонування системи необхідно встановлення одного вимірювального модуля на вхід у будинок, та по одному модулю на стояк труби. Також при необхідності у кожну квартиру встановлюється вимірювальний модуль для обліку витрат тепла кінцевого споживача. Зважаючи на це в кожному будинку, в якому встановлена система, міститься велика кількість вимірювальних мо-

дулів, які безперервно відправляють інформацію з певним періодом у часі. Отже до програмного забезпечення висуваються наступні вимоги:

1. Безперервна робота.
2. Висока надійність зберігання та реплікації даних.
3. Одночасна обробка великої кількості запитів.
4. Стійкість до перевантаження (надання переваги пріоритету обробки запитів від вимірювальних модулів, а не від користувачів).
5. Обробка та аналіз великої кількості вимірювальної інформації.
6. Забезпечення можливості горизонтального розширення системи на декілька серверів при збільшенні об'єму вимірювальної інформації.

Програмне забезпечення серверної частини написано на об'єктно-орієнтовній мові програмування Java [1, 2]. Програмне забезпечення являє собою веб додаток, розроблений на базі серверу Apache Tomcat, який є контейнером сервлетів. Сервлет – це стандартизований API для створення динамічного контенту до веб-сервера. Додаток побудований з використанням фреймворка Spring Framework. Це бібліотека з відкритим кодом, яка реалізує шаблон проектування програмного забезпечення – інверсію управління. Інверсія управління (англ. Inversion of Control, IoC) - це принцип побудови програми, при якому її частини отримують потік керування (викликаються) із загальної спільно використовуваної бібліотеки. Даний підхід в проектуванні дозволяє зробити додаток більш гнучким, так як контейнер інверсії управління бере на себе функцію управління життєвим циклом створених об'єктів, та розставлянням залежностей між класами. Під життєвим циклом об'єктів розуміється його створення, ініціалізація, та знищення. Додаток функціонально складається з програмного інтерфейсу приймання, обробки й збереження даних та клієнтської частини, яка відповідає за відображення обробленої інформації. Об'єкти, які створюються контейнером, також називаються керованими об'єктами (beans). Зазвичай конфігурація контейнера здійснюється шляхом завантаження XML-файлів, що містять визначення bean'ов і надають інформацію, необхідну для створення об'єктів. Отримання вимірювальної інформації відбувається за допомогою протоколу прикладного рівня HTTP, тобто за допомогою HTTP запитів та відповідей. HTTP інтерфейс сервера побудований на основі архітектурного підходу REST.

Для збереження екземплярів класів у базі даних використовується фреймворк Hibernate. Hibernate – засіб відображення зв'язків між об'єктами та реляційними структурами (object-relational mapping, ORM). Hibernate піклується про зв'язок класів з таблицями бази даних і типів даних мови програмування із типами даних у БД, і надає засоби автоматичної побудови запитів й зчитування/запису даних.

Це дозволяє використовувати будь яку реляційну базу даних для збереження інформації, наприклад, Microsoft SQL Server, PostgreSQL, DB2, Oracle Database, MySQL. Проте враховуючі велику кількість операцій запису у БД доцільно використати документо-орієнтовану базу даних Mongo DB. Також Mongo DB, надає можливість кластеризації та реплікації даних, що значно збільшує надійність збереження даних та працездатність системи. Всі класи, які є сутностями системи,

представляють формалізовану модель реальних процесів та даних і зберігаються у БД. Кожен клас сутності помічається анотаціями для конфігурування способу збереження його об'єктів у БД.

Для побудови динамічного контенту для користувача використовуються технології JSP, CSS, JavaScript. JSP сторінки компілюються JSP-компілятором в сервлети, які є Java-класами, і виконуються на сервері. JSP сторінки розмічаються з використанням бібліотеки JSTL тегів. Для кращої взаємодії JavaScript та HTML застосована бібліотека jQuery. Для побудови графіків використовується бібліотека Google Charts. Для відображення місцезнаходження будинків у яких встановлена система, та збереження їх адреси у вигляді геоданих використовується Google Maps API.

Висновки. Сформульовано вимоги до програмного забезпечення відповідно до функцій системи контролю втрат тепла в багатоповерховому будинку. Проведено аналіз вимог до системи, та на його основі підібрані технології які можуть забезпечити виконання поставлених вимог. Розроблено програмне забезпечення для системи.

Література

1. Шилдт Г. *Java. Полное руководство.* – М.: ООО «И.Д. Вильямс», 2012. – 1104 с.
2. *Algorithms / S. Dasgupta, C.H. Papadimitriou, U.V. Vazirani* – July 18, 2006

УДК 621.396.969.11

КОРЖОВА Л.Р., САМАРЦЕВ Ю.М.

ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНА СИСТЕМА ДЛЯ ДОСЛІДЖЕННЯ ЕКСПЛУАТАЦІЙНИХ ХАРАКТЕРИСТИК БАТАРЕЙ ЖИВЛЕННЯ НАПРУГИ ПОСТІЙНОГО СТРУМУ

Національний технічний університет України “Київський політехнічний інститут”, Київ, Україна, e-mail: korzhik-14@ukr.net

Постановка проблеми. Вимоги до якості малогабаритних батарей живлення особливо підвищились останнім часом у зв'язку з розвитком безпілотних літальних апаратів, систем дослідження поведінки технічних засобів у екстремальних умовах, робототехніці тощо.

Вибір автономного джерела енергії залежить від різних умов експлуатації, наприклад: термін зберігання, потужність споживання, умови зберігання, конструктивні характеристики (масові та габаритні параметри конструкцій експлуатації, параметри провідників з'єднання) тощо. Розроблена система досліджує характеристики батарей з метою їх подальшого порівняння та виявлення можливості їх використання [1].

Аналіз останніх досягнень та публікацій. Для перевірки стану батарей живлення, свинцевих кислотних акумуляторів, а також інших подібних пристроїв існує сімейство приладів-тестерів Кулон. Вони дозволяють проводити швидкі заміри напруги, наближено визначати ємність АКБ без контрольного розряду і зберігати в пам'яті кілька сотень, а іноді і тисяч результатів вимірювань. Прилади Кулон за допомогою швидкого вимірювання орієнтовно визначають ємність по-

вністю зарядженого акумулятора. Проте такі прилади не можуть оцінити ступінь заряду АКБ, всі виміри необхідно проводити на повністю зарядженому акумуляторі.

Також існує різновид пристроїв для тестування акумуляторних батарей - тестери РІТЕ. Ці прилади дозволяють задати тип контрольованої акумуляторної батареї, виконати вимірювання напруги і опору або напруги і провідності. Інтерфейс приладу дозволяє проводити як поодинокі вимірювання, так і серійні, що зручно при перевірці великої кількості однотипних батарей.

Більш розвинуті прилади - прилади Fluke Battery Analyzer серії 500, які дозволяють вимірювати і зберігати в пам'яті напругу, внутрішній опір стаціонарної батареї, температуру мінусової клеми, напругу при розрядці. При наявності додаткових аксесуарів можна вимірювати і зберігати в пам'яті і інші параметри. Тести можна проводити як в режимі окремих вимірювань, так і в серійному режимі, використовуючи налаштовані профілі [2].

Розглянуті прилади не дають змоги дослідити зміни характеристик батарей, які залежать від температури середовища експлуатації батарей.

Мета роботи. Метою даного проекту є розробка системи, що досліджує характеристики акумуляторних батарей в умовах зміни температур в широкому діапазоні.

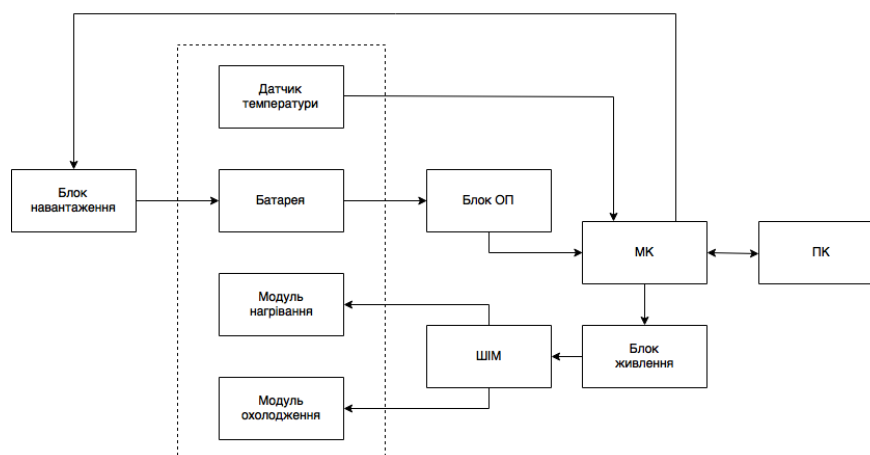


Рис. 1. Структурна схема системи дослідження батарей

Принцип роботи. На рис. 1 зображена структурна схема системи. Для реалізації прототипу було використано мікроконтролер АТМЕГА328, за допомогою якого виконується вимірювання вихідної напруги та струму навантаження елемента живлення в процесі його роботи, а також керування навантаженням, що дає змогу досліджувати батареї в різних діапазонах вихідної напруги.

Для створення умов з низькими температурами в систему інтегрований модуль охолодження з використанням елемента Пельтьє, що дає можливість регулювати температуру оточуючого стану батареї. Керування цим модулем відбувається блоком живлення, який керується мікроконтроллером за допомогою ШІМ модуляції.

Для точної оцінки температури середовища експлуатації батареї в холодильному модулі вбудований температурний датчик DS18B20.

Обмін інформацією про хід дослідження виконується стандартним каналом USB і відображаються на комп'ютері.

Висновок. Розроблена система дає змогу дослідити експлуатаційні характеристики батарей живлення в широкому діапазоні температур. Її перевагою серед розглянутих вище систем є дешевизна у виготовленні.

Література

1. http://www.skomplekt.com/proverka_akb_kakie_parametry_akkumulyatornyh_batarej_nuzhno_proveryat_i_kak_ehto_sdelat

2. <http://www.wonatech.ru/catalog/5446/5450>

УДК 681.3

ЛІЩЕНКО Д.С., ШНИРА А.В., ДОБРОЛЮБОВА М.В.

СИСТЕМА МОНІТОРИНГУ ПОКАЗНИКІВ ЯКОСТІ ПИТНОЇ ВОДИ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна, e-mail: silence4r4@mail.ru

Постановка задачі. Якість води, яка постачається до будівель, оцінюється за фізичними, хімічними, санітарно-бактеріологічними та епідемічними показниками, серед яких можна виділити рівень Ph та температуру.

Для питної води рівень Ph складає від 6 до 9. Доволі часто спостерігаються ситуації, коли технологічний режим водопідготовки порушується і ці значення змінюються. Тому більшість людей в Україні воду з-під крану не споживають без попередньої обробки (кип'ятіння, відстоювання або фільтрації), що дозволяє знищити більшу частину шкідливих речовин, яких у питній воді не має бути.

Інший важливий показник якості води – температура. Щорічно українці переплачують 1,7 млрд. грн. через те, що вони отримують воду, непридатну для споживання, а також ще як мінімум 4,5 млрд. грн. – внаслідок того, що гаряча вода постачається з заниженою температурою. Лише 47% українського населення мають доступ до централізованого гарячого водопостачання, але й вони отримують неякісні послуги. Йдеться про те, що за нормативом температура гарячої води повинна бути не менше 50 °С, але й не вище 75 °С. Кожен споживач може самостійно виміряти температуру гарячої води – якщо вона менша, за регламентовану, плата має зменшуватися до 30 %, а якщо «гаряча» вода нижча 40 %, вона має оплачуватися як холодна. Незважаючи на підвищення тарифів на гарячу воду, вона постачається з заниженою температурою (в середньому на 15 %), що збільшує обсяг її використання та призводить до зайвих витрат коштів громадян [1].

Мета. Розробка системи моніторингу питної води, що постачається до будівель, за показниками температури та рівня Ph.

Викладення основного матеріалу. Система моніторингу складається з двох підсистем, а саме підсистеми вимірювання температури та підсистеми визначення рівня Ph. Кожна з підсистем має різні похибки, що спрощує розрахунки щодо вимірів та надає більш точні результати.

На основі проведеного огляду аналогічних технічних рішень для визначення рівня рН використано конструкцію LMP91200, яка працює в діапазоні напруги від 1,8 В до 5,5 В і цифровий датчик DS18B20 – для вимірювання температури [2, 3].

Враховуючи вищезазначені проблеми, за результатами експериментальних досліджень проведена оцінка якості технологічного процесу (за температурними показниками) [4]. Після вимірювання фактичних значень температури було виявлено, що всі значення вкладалися в діапазон від 35,2 °С (мінімум) до 60,1 °С (максимум). Результати фактичних вимірів температури гарячої води, яка постачається в будинки представлені в табл. 1.

Таблиця 1. Результати фактичних вимірів температури гарячої води

Номер інтервалу	Діапазон інтервалу, °С	Середина інтервалу, °С	Частота (m) попадання в інтервал, шт.
1	35,2 - 37,69	36,445	2
2	37,69 - 40,18	38,935	4
3	40,18 - 42,67	41,425	5
4	42,67 - 45,16	43,915	7
5	45,16 - 47,65	46,405	8
6	47,65 - 50,14	48,895	8
7	50,14 - 52,63	51,385	9
8	52,63 - 55,12	53,875	9
9	55,12 - 57,61	56,365	22
10	57,61 - 60,1	58,855	26

Для розрахунку середнього арифметичного температури скористаємося формулою

$$T_{mv} = \frac{\sum T_{imv} \cdot m_i}{\sum m_i} = \frac{5223,16}{100} = 52,2316, \quad (1)$$

де T_{imv} – середнє значення інтервалу, m_i – частота влучень вимірювань в i -й інтервал.

Середнє квадратичне відхилення σ досліджуваної температури води можна визначити за формулою.

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum (T_{mv} - T_{imv})^2 \cdot m_i}{\sum m_i}}. \quad (2)$$

Для спрощення розрахунку винесемо необхідні вихідні та розрахункові дані в табл. 2.

Підставивши в формулу (2) необхідні розрахункові дані з таблиці 2, отримаємо:

– середнє квадратичне відхилення σ :

$$\sigma = \sqrt{\frac{5296,12542}{100}} = 7,277;$$

– величину поля розсіювання $\omega_{пхх}$: $\omega_{пхх} = \pm 3\sigma = 7,277 \cdot 3 = 21,83$.

Таблиця 2. Розрахункові дані

Номер інтервалу	Частота (m_i) попадання в інтервал, шт.	$T_{imv}, ^\circ\text{C}$	$(T_{mv} - T_{imv})^2$	$(T_{mv} - T_{imv})^2 \cdot m_i$
1	2	3	4	5
1	2	36,445	249,216	498,433
2	9	38,935	176,799	1591,196
3	10	41,425	116,782	1167,826
4	9	43,915	69,165	622,492
5	9	46,405	33,949	305,543
6	4	48,895	11,132	44,531
7	11	51,385	0,716	7,884
8	9	53,875	2,700	24,306
9	22	56,365	17,084	375,869
10	15	58,855	43,869	658,041
Разом	100			5296,125

Визначимо точне значення величини відхилення. Для цього спочатку необхідно визначити величину зміщення центру поля розсіювання від середини поля допуску за формулою $\Delta T_c = T_{mv} - \frac{T_h - T_l}{2} = 52,2316 - \frac{75 + 50}{2} = -10,2684$.

Значення величини зсуву можна порівняти з похибкою вимірювання температури і ним можна знехтувати в подальших розрахунках. Для оцінки величини відхилень скористаємося функцією Лапласа $\Phi(z)$, де $z = \frac{x}{\sigma}$.

Визначимо верхнє і нижнє значення аргументу z :

$$z_h = \frac{T_h - T_{mean}}{\sigma} = \frac{75 - 52,2316}{7,277} = 3,1288; z_l = \frac{T_l - T_{mean}}{\sigma} = \frac{50 - 52,2316}{7,277} = -0,3066.$$

Ймовірність отримання відхилення P_h за верхньою границею допуску та P_l нижньою границею допуску дорівнює:

$$P_h = 0,5 - \Phi(z_h) = 0,5 - \Phi(3,1288) = 0,5 - 0,4986 = 0,0014 \text{ (або } 0,14\%);$$

$$P_l = 0,5 - \Phi(z_l) = 0,5 - \Phi(-0,3066) = 0,5 - 0,1179 = 0,3821 \text{ (або } 38,21\%).$$

Таким чином, сумарна ймовірність відхилення від верхньої та нижньої границь допуску становить 38,35 %. Очевидно, що значення, які менші нижньої границі допуску розглядаються як відхилення від норми.

На даний момент громадяни, які виявили, що з крана тече холодна вода замість гарячої роблять 5 кроків для того, щоб їм відновили гарячу воду та відшкодували кошти.

Крок № 1. Скласти акт у присутності трьох осіб, де вказати дату, час, температуру води. Для цього краще запросити сусідів або представників ЖЕКу чи ОСББ.

Крок № 2. Написати заяву на ім'я балансоутримувача (ЖЕК, ОСББ тощо).

Крок № 3. Упродовж доби комунальники повинні вжити заходів. Якщо проблема не вирішується, то балансоутримувач повинен вирішити це питання у райадміністрації і департаменті ЖКГ. А до вас повинна прийти комісія з ЖЕКу, яка проведе заміри температури води.

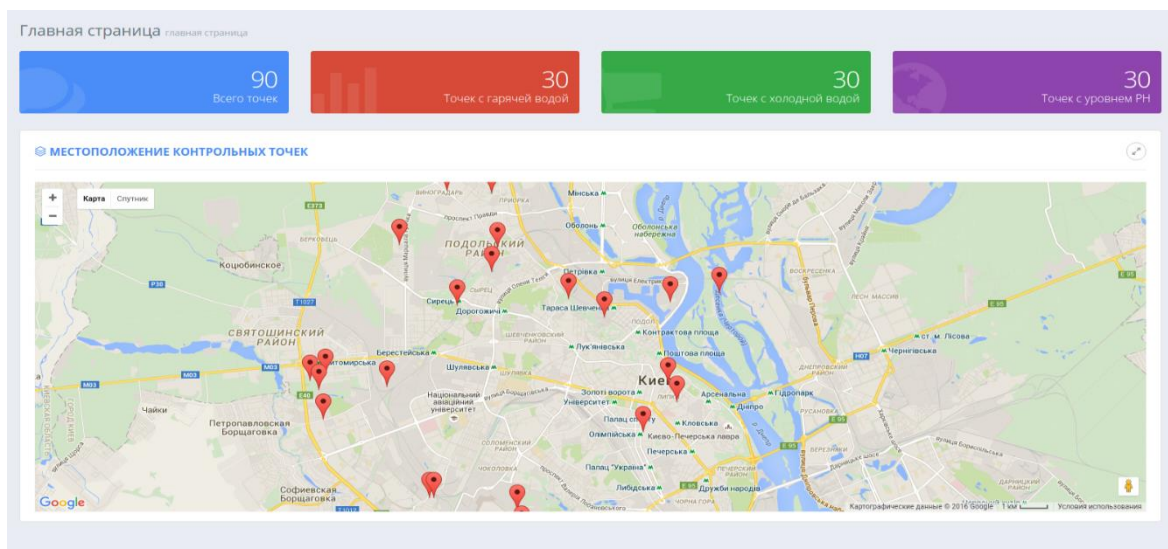


Рис. 1. Головна сторінка сайту

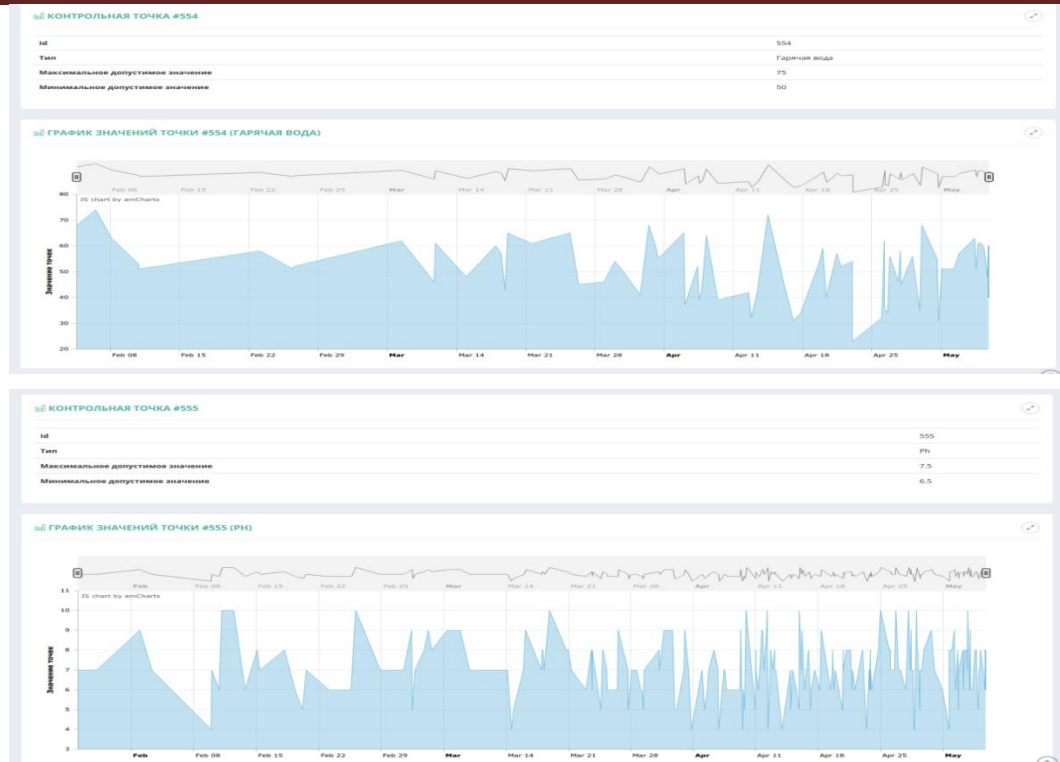


Рис. 2. Моніторинг показників якості питної води

Крок № 4. Якщо через добу температура води залишається нижче норми, то вам повинні нарахувати плату за гарячу воду за тарифом холодної.

Крок № 5. З дня подачі заяви весь період, поки у вас вода ледь тепла, платити ви повинні за неї, як за холодну. Якщо вам не перераховують квартплату або не вирішують проблему, то ви можете подати до суду на балансоутримувача.

Після проведення ряду експериментальних досліджень та врахування складнощів «схеми заявок» при відновленні постачання гарячої води, була розроблена система моніторингу з доповненнями та модернізацією для забезпечення необхідних стабільних показників якості параметрів питної води. Система використовує спеціальне програмне забезпечення, відправляючи дані на сервер, який обробляє та відображає їх в Інтернеті на спеціально розробленому сайті [5-13]. На головній сторінці сайту ми можемо побачити місце знаходження контрольних точок вимірювання показників якості питної води (рис. 1).

Після натиснення на маркер з карти, користувач перейде на сторінку з відображенням даних щодо вибраної точки. На цій сторінці відображаються графіки показників гарячої води та рівня рН в реальному часі (рис. 2).

Також на сайті присутня система підтримки користувачів. Вони можуть залишати онлайн заявки з будь-яких питань, зокрема по відхиленням показників якості питної води (рис. 3).

Це дозволяє уникнути стандартного процесу реєстрації відхилення, тобто перших двох кроків. Завдяки веб-сайту будь-хто може перевірити стан води в будинку, а також працівники ЖЕКу чи ОСББ відразу після виявлення відхилень отри-

матимуть смс-повідомлення, де буде зазначатися вся необхідна інформація для вирішення даної проблеми.

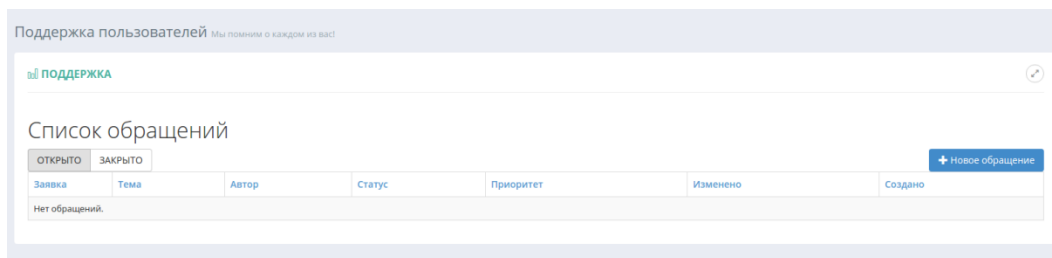


Рис. 3. Система підтримки користувачів

Висновки. Розроблено систему моніторингу показників якості питної води, що постачається до будинків, завдяки чому можна відстежити, які саме будинки не отримують якісну воду, отже, можна визначити, які трубопроводи мають бути перевірені і замінені.

Система використовує спеціальне програмне забезпечення, відправляючи дані на сервер, який обробляє та відображає їх в Інтернеті на спеціально розробленому сайті. Аналіз похибок показав, що розроблена система спостереження параметрів води виконує вимірювання з незначним відхиленням. Була досягнута похибка температури вимірювання $0,5\text{ }^{\circ}\text{C}$, а розрахунок похибки рН відбувався при температурі, щостановить $+25\text{ }^{\circ}\text{C}$, та при теоретичному нахилу Нернста, рівному $59,16\text{ мВ/рН}$. Відносна похибка рівня рН дорівнює $0,2\%$.

Чим більше комплектів даної системи буде встановлено, тим легше буде визначити місце, яке забруднює воду.

Література

1. Тарифи на воду: українці переплачують отримуючи не якісні послуги / Т. Галайда – <https://ukr.media/+2956/246948/>.
2. Datasheet ds18b20 // *ElectronicComponentsDatasheetSearch*. – <http://www.alldatasheet.com/>.
3. Cortex-M3 МК STM32. Практическое руководство. Описание архитектуры и семейства микроконтроллеров// CHIPMAKER – <http://www.chipmaker.ru/files/file/5659/>.
4. Статические методы в управлении качеством: учебное пособие /В.В. Ефимов – Ульяновск: УлГТУ, 2003. – 134 с.
5. Algorithms / S. Dasgupta, С.Н. Papadimitriou, U.V. Vazirani – July 18, 2006.
6. Архитектура корпоративных программных приложений: исправленное издание /М Фаулер – Москва - Санкт-Петербург- Киев, 2006.
7. PHPUnit Manual / Sebastian Bergmann – 2014.
8. Шилдт Г. Java. Полное руководство. – М.: ООО «И.Д. Вильямс», 2012. – 1104с.

УДК 621.398

МАРТИНЮК Д.В., БОГОМАЗОВ С.А. ОРГАНІЗАЦІЯ БЕЗДРОТОВОЇ МЕРЕЖІ ДЛЯ ЗБОРУ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИХ ДАНИХ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», м. Київ, Україна, e-mail: d.martynuk-2016@kpi.ua.

Постановка проблеми. Бездротова сенсорна мережа – це розподілена самоорганізована мережа датчиків (сенсорів) і виконавчих пристроїв, об'єднаних між собою за допомогою радіоканалу. Область покриття подібної мережі може становити від десятків метрів до декількох кілометрів за рахунок здатності ретрансляції повідомлень від одного вузла мережі до іншого. Бездротові сенсорні мережі – це нова перспективна технологія. Багато галузей і сфер діяльності (промисловість, транспорт, комунальне господарство, охорона) зацікавлені у впровадженні сенсорних мереж.

Аналіз досягнень. Основні області застосування даної технології - системи безпеки; контроль навколишнього середовища; моніторинг промислового обладнання; управління енергопостачанням; контроль систем вентиляції; стеження за транспортуванням вантажів; моніторинг фізіологічного стану людини. Однак практичність такої технології суттєво залежить від особливостей обладнання, що її реалізує. Таке обладнання повинне бути простим в застосуванні, недорогим і економічним щодо енергоспоживання. При проектуванні та побудові сенсорних мереж одними з найголовніших проблем є автономність і радіус покриття. Вибір частотного діапазону істотно впливає на характеристики бездротової системи, тому що цей параметр нерозривно пов'язаний з дальністю зв'язку, пропускну здатністю, енергоспоживанням.

Мета доповіді. Метою розробки було створення апаратно-програмного забезпечення для реалізації збору експериментальних даних на великій території за допомогою бездротової мережі субгігагерцового діапазону.

Викладення основного матеріалу. Топологія розробленої сенсорної мережі – деревовидна. В схемі пристрою (вузла мережі) було використано мікроконтролер MSP430G2553 та субгігагерцовий приймач/передавач CC1101.

Структурна схема вузла розробленої сенсорної мережі наведена на рисунку 1.

Мікроконтролер сімейства MSP430 містить 16-розрядне RISC CPU, периферійні модулі та систему тактування. Архітектура з низьким енергоспоживанням, відрізняється наступними особливостями: для збереження вмісту ОЗП необхідний струм не більше 0,1 мкА; модуль тактування реального часу споживає 0,8 мкА; струм споживання при максимальній продуктивності становить 250 мкА.



Рис. 1. Структурна схема вузла бездротової сенсорної мережі

Всі пристрої мережі працюють частотному діапазоні 868.0-868.4 МГц. Максимальна потужність передавача до 10мВт. При використанні зовнішньої антени можна досягти дальності до 300м. Модуляція радіосигналу - GFSK.

Спектр радіосигналу наведено на рис. 2.

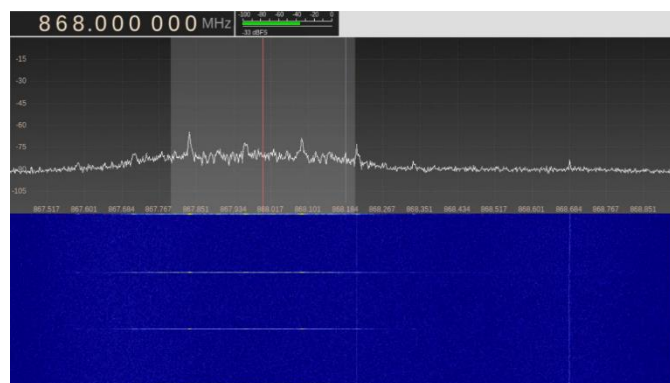


Рис. 2. Спектр радіосигналу

Виділено два види пристроїв в мережі: головний вузол і підлеглі вузли (сенсори). Головний вузол конфігурує, управляє і підтримує мережу. Головний вузол також зберігає інформацію про мережеву топологію для маршрутизації. Апаратні можливості використаного мікроконтролера дозволяють адресувати до 255 вузлів мережі. Сенсорний вузол отримує вимірювальну інформацію від датчиків і відправляє дані через мережу до головного вузла. Дані маршрутизації не зберігаються в проміжних сенсорних вузлах. Інформація, що зберігається в сенсорному вузлі, являє собою адресу його вищого за топологією вузла. Підтримуються передача даних на вимогу за запитом і періодичне звітування сенсорного вузла. Тобто зв'язок двохсторонній – реалізована низхідна і висхідна лінія, що працює в напів-дуплексному режимі.

Після ввімкнення живлення головний вузол передає широкомовний фрейм-запит. Сенсорний вузол, який отримує даний фрейм, приєднується до мережі і відповідає відправнику. Періодично центральний вузол пересилає широкомовний фрейм, і всі вузли мережі в свою чергу ретранслюють цей фрейм для пошуку нових вузлів і нових зв'язків. Головний вузол також підтримує таблицю маршрутизації, яка фіксує з'єднання між кожними двома вузлами в мережі. Ця таблиця використовується, щоб отримати маршрут від головного вузла до будь-якого підлеглого вузла. Головний вузол може надіслати запит будь-якому підлеглому вузлу для отримання нових даних. Фрейм-запит містить весь маршрут від головного вузла до підлеглого вузла, в тому числі адреси проміжних ретрансляційних вузлів. Кінцевий вузол, якому адресувався запит, відправляє дані шляхом реверсування маршруту, що містився у фреймі запиту.

Сенсорний вузол після ввімкнення живлення генерує широкомовний фрейм-запит на підключення. Коли головний вузол, або будь-який вузол, що вже входить в мережу, отримує цей запит, він надсилає фрейм-підтвердження у відповідь і повідомляє центральний вузол про це нове встановлене з'єднання для оновлення таблиці маршрутизації. Після отримання відповіді новий вузол маркує себе таким, що входить в мережу. Програмно реалізовано вимірювання температури за допомогою датчику DS18B20, напруги живлення мікроконтролера і аналогового сиг-

налу зі входу P1.3 за допомогою вбудованого АЦП і мультиплектора. Періодичність вимірювання для температури і аналогової вхідної величини становить 10 с, для напруги живлення через низьку динаміку її змін – 10 хв. Вимірювальні дані записуються в 6-ти байтове слово (2 байти на кожен канал вимірювання), що маркується як фрейм даних, адресатом якого є висхідний вузол. Той в свою чергу ретранслює цей фрейм вище за топологією. Зрештою кадр даних передається головному вузлу. Така мережа може динамічно перебудовуватись, що компенсує вихід з ладу одного з проміжних вузлів. Зовнішній вигляд прототипу системи наведено на рис. 3.

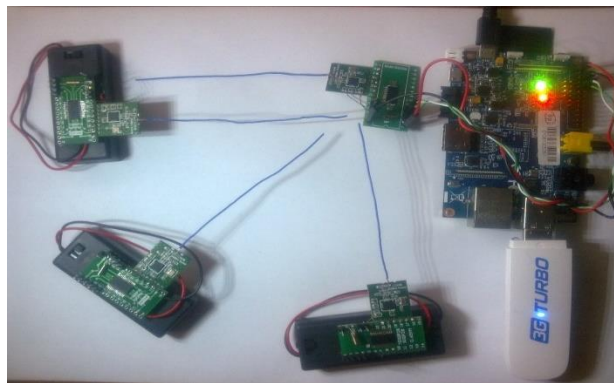


Рис. 3. Зовнішній вигляд прототипу системи

Через інтерфейс UART мікроконтролера центрального вузла мережі здійснюється зв'язок з одноплатним комп'ютером BananaPi, який виконує роль сервера CoAP (Constrained Application Protocol). Кожен вузол сенсорної мережі являється ресурсом для CoAP-сервера, кожен вимірювальний канал є окремим дочірнім CoAP-ресурсом сенсорного вузла. Запит типу GET coap://\"доменне ім'я:порт\"/.well-known/core поверне xml-повідомлення, що містить перелік URI усіх ресурсів, що побудовані за принципами архітектури REST (Constrained RESTful Environments). Приклад наведено на рис. 4.

Застосування протоколу CoAP набагато зменшує вимоги до пропускну здатності комунікаційного каналу, що дозволяє використовувати навіть низькошвидкісне модемне з'єднання. Для відображення, збереження і подальшого аналізу виміряних даних було розроблено JavaEE-додаток з використанням технологій Spring і Hibernate. Даний стек технологій дозволяє обробляти значні за обсягом дані, що генеруються сенсорною мережею. Як сервер додатків, що відповідає специфікації JavaEE, використано GlassFish. В якості СУБД використовується система PostgreSQL. Вибір зумовлений її високою продуктивністю при великій кількості одночасних запитів. Структура системи є горизонтально масштабованою, тобто дозволяє розширити конфігурацію на будь-якому рівні. Також суттєвою перевагою розробленої структури є можливість перенесення складних обчислювальних операцій на рівень “хмарних” сервісів.

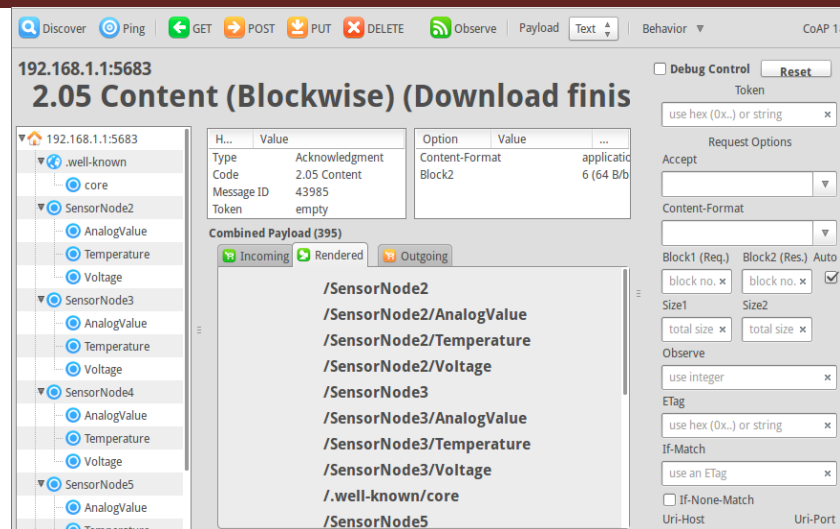


Рис. 4. Перелік URI для ресурсів системи

Висновки. Розроблене апаратно-програмне забезпечення дозволяє вирішувати широкий спектр задач збору, обробки і аналізу експериментальних даних без прокладання дротових комунікацій на значній території. Також система може бути застосована для реалізації перспективної концепції IoT (Internet of Things).

Література

1. Charles Bell. *Beginning Sensor Networks With Arduino And Raspberry Pi (Technology In Action) Paperback, November 21, 2013.*
2. Fan Zhang. *Sub-1GHz Low Cost Mesh Network Design Guide (Rev. A).*
3. Ryad El-Dajani. *Banana Pi Cookbook, 2015.*
4. Daniel Blair. *Learning Banana Pi, June, 2015.*
5. Antonio Goncalves. *Beginning Java EE — СПб.: Питер, 2014. — 640 с.*

УДК 681.31

МЕНЖИНСЬКА Т.В., ВОЛОДАРСЬКИЙ Є.Т. ВИМІРЮВАННЯ ПУСЬСУ ПІД ЧАС СТРЕСУ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна, menzhynska@gmail.com

Вступ. В останні роки значно зросла зацікавленість до питань, пов'язаних зі стресом і механізмами формування стресостійкості людини в різних професіях. Значну увагу привертають особливості впливу професійної діяльності на стан здоров'я тих фахівців, чия робота тісно пов'язана з інтенсивним і емоційним напруженням, взаємодією.

У цих фахівців найбільш часто спостерігаються психічні та фізіологічні реакції на широке коло ситуацій у трудовій діяльності. Такі реакції є проявом професійного стресу [1].

Згідно з класичним визначенням, стрес є неспецифічною відповіддю організму на будь-яку пред'явлену йому вимогу, і ця відповідь є напруга організму, спрямована на подолання виникаючих труднощів.

Мета. Метою статті є визначення кращого датчика для миттєвого визначення параметрів стану людини під час стресової ситуації для інформаційно-виміральної системи.

Для діагностики стресу використовується ряд вербальних шкал і опитувальників, спрямованих на визначення рівнів тривоги і депресії. Це такі опитувальники, як, наприклад, шкала депресії Цунга, опитувальник Бека і інші. Поряд з вербальними опитуваннями для визначення рівня стресу використовуються також і проєктні методики, з яких найбільш популярним є колірний тест або метод колірних виборів М. Люшера і його численні модифікації [2].

В екстрених випадках для оцінки рівня стресу здійснюється аналіз просторово-часових параметрів міміки, пантоміміки, рухів очей, тембру і інтонацій. Недоліком такого роду досліджень є необхідність жорсткої стандартизації умов дослідження і їх трудомісткість, що робить непридатним їх проведення для обстеження великих груп людей, схильних до ризику емоційного стресу [4].

Найбільш ефективним є представлення у вигляді результатів вимірювань температури, пульсу, зміни діаметру зіниць, швидкості нервових імпульсів, біохімічного складу крові.

Основна частина. У роботі досліджується зміна стану людини, яку можна відстежити за допомогою датчиків пульсу. Перевага датчиків в тому, що можна швидко виміряти дані щодо пульсу, робити вимірювання з певним інтервалом часу та спостерігати їх в графічній реєстрації вимірвальних даних.

Для нашої інформаційно-виміральної системи використовуємо ІЧ датчик TCRT1000, який визначає частоту пульсу щодо зміни обсягу крові в артерії пальця. Такий метод відноситься до фотоплетізмографії. Це метод безперервної графічної реєстрації зміни об'єму крові, що відображає динаміку кровонаповнення судин досліджуваних органів, частини тіла людини або тварини, заснованого на вимірюванні оптичної щільності.

Прилад для реєстрації пульсу включає підсилювач, блок живлення, стабілізатор напруги і фотодатчики з кріпильними пристроями. Датчик TCRT1000 заснований на реєстрації відбитого або розсіяного світла.

У першому випадку світловий пучок пропускається крізь частину тіла людини (наприклад, через палець або мочку вуха), а фотодетектор визначає результуючу інтенсивність світла, тому джерело випромінювання і приймач розташовуються навпроти один одного. У другому випадку джерело світла і фотоприймач розташовуються на одній стороні, і інформацію про пульс несе відбитий сигнал. Вимірювання пульсу за таким методом може здійснюватися на будь-якій частині людського тіла. При будь-якому методі вимірювань в інтенсивності світла, відбитого від об'єкта або пройшовшого через частину тіла, будуть виявлені флуктуації відповідно до пульсуючих потоків крові, викликаних биттям серця.

До складу ІЧ датчика TCRT1000 входять інфрачервоний світлодіод і фото транзистор. Наприклад, палець людини зверху датчика діє як відбивач, фото транзистор фіксує відбите світло. Для запобігання потраплянь на фотодатчик бічних про-

менів в схемі приладу використовується конденсатор. Таким чином прибирається постійна складова, яка виникає через освітленість приміщення.

На виході датчика ми отримуємо періодичний фізіологічний сигнал, пов'язаний зі зміною інтенсивності відбитого ІЧ-випромінювання, обумовленим пульсуючим об'ємом крові в пальці. Сигнал, таким чином, синхронізований з частотою серцебиття. Датчик може підключатися до аналого-цифрового перетворювача для подальшої обробки та обчислення значення пульсу (кількість ударів серця в хвилину).

Висновки. Для визначення стресового стану людини за частотою пульсу, можна використовувати інфрачервоний датчик TCRT1000. Перевага даного датчика в тому, що він дозволяє вимірювати пульс на будь-якій частині тіла людини, запобігає потраплянню світла з навколишнього середовища, є малогабаритним.

Але при цьому треба врахувати те, що рухливість людини приведе до збою правдивої інформації.

Література

1. Т.В. Циганчук « Стрес у професійній діяльності» - <http://problemps.kpnu.edu.ua/wp-content/uploads/sites/58/2016/03/27-11.pdf>
2. Панін С.Б., Шишалов І.С. Способ определения стресса - <http://www.findpatent.ru/patent/253/2531443.html>
3. Easy Pulse - самодельный датчик для измерения частоты пульса. <http://www.rlocman.ru/shem/schematics.html?di=144220>
4. Учебное пособие. (Г.Э.Бреслав, Психокоррекция детской агрессивности, СПб. 2004.144с

УДК 621.317.18

ОВДІЄНКО Ю.М., ШЕВЧЕНКО К.Л.

ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДІВ РАДІОМЕТРИЧНОГО ВИМІРЮВАННЯ ГЛИБИННИХ ТЕМПЕРАТУР ТІЛА ЛЮДИНИ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», м. Київ, Україна, yu.ovd1@gmail.com

Постановка проблеми. Методи відображення медичних даних відіграють значну роль в вирішенні проблем підвищення ефективності сучасної медицини. Існує очевидна необхідність в отриманні дво- та трьовимірних зображень тіла людини в медичній діагностиці. Ця технологія є одним із найбільш важливих інструментів в західній медицині. Існує цілий ряд методів медичної візуалізації в сучасній системі охорони здоров'я, але тільки деякі методи забезпечують низькі як інвестиційні, так і експлуатаційні витрати [1]. Деякі методи потребують відносно низькі інвестиційні витрати, але високі експлуатаційні затрати. Інші ж, і часто більш складні методи, пов'язані з високими інвестиційними і поточними витратами. Наявність останньої категорії для великих груп пацієнтів стала вирішальним питанням.

Різні хвороби вимагають адаптованих методів візуалізації, які враховують конкретне захворювання або анатомічне обстеження, в той час як інші, більш гнучкі, системи можуть бути використані для великої кількості різних випадків і хвороб [2]. Всі методи візуалізації мають свої переваги і недоліки, які залежать від того, який набір критеріїв (показників ефективності) використовується. Проте, в зв'язку

зі збільшенням об'єму збору даних і ефективності обробки зображень, за останні десятиліття були розроблені все більш складні методи. Перевірені часом методи отримали подальший розвиток завдяки новим технологіям, які дають змогу спростити обробку, зберігання та інтерпретацію медичних зображень. Наприклад, рентгеновські знімки на аналоговій плівці рідко зустрічаються в наші дні, і в наш час майже повністю замінені оцифрованим зображенням. Результати досліджень передових алгоритмів обробки зображень з використанням розпізнавання образів і сегментації зображень постійно реалізуються в оновлених версіях медичного обладнання [3].

Аналіз досягнень. Збільшення кількості обстежень у сучасній медицині в поєднанні із постійною появою нових методів візуалізації призвели до значного збільшення кількості медичних сеансів. В результаті виникла потреба в системах, здатних одержувати, поширювати і зберігати величезні обсяги медичних даних [4]. Поліпшення якості медичних зображень має важливе значення у підвищенні ефективності діагностики для більш коротких термінів обстеження. Проте, все більше число непотрібних медичних сканувань проводиться щороку, що сприяє збільшенню поточних медичних витрат. Таким чином виникає потреба в неінвазивних інструментах візуалізації, які можуть бути використані в клініках сімейними лікарями і в сучасній телемедицині для зменшення поїздок пацієнта до лікарні, що знову-таки призведе до скорочення витрат на здоров'я. Багато досліджень обумовлюють необхідність телемедицини завдяки зменшенню людських ресурсів, необхідних для медичних процедур та подальших етапів лікування [5]. Крім того, дешевизна, доступність, невеликі розміри і легкий у використанні прилад медичної візуалізації є одним із способів зменшення перерахованих вище факторів. Неінвазивний медичний радіометр є одним з таких пристроїв, який має великий потенціал, і може використовуватися багатьма постачальниками медичних послуг.

Мета доповіді. Метою роботи є дослідження принципів роботи і побудови радіометрів та створення мініатюрного неінвазивного вимірювача глибинних температур тіла людини з метою отримання зображення розподілення температури тіла.

Викладення основного матеріалу. Вибір робочої частоти радіометра є важливим завданням, оскільки глибина проникнення і бічна просторова роздільна здатність залежать від частоти. Оптимальна частота для радіометричних вимірювань людського тіла складе близько 3,2 ГГц. Ця частота дозволяє проникнути на достатню глибину [6]. Ще одна перевага цієї частоти полягає в меншій кількості електромагнітних завад в порівнянні з іншими частотами, які можуть використовуватись мобільними телефонами та іншими бездротовими мережами. Після визначення частотної смуги необхідно знайти прийнятні компоненти, які підійдуть для поверхневого монтажу елементів пристрою. Вартість системи і її фізичні розміри можуть бути знижені з використанням SMD-компонентів. Мікрохвильові компоненти повинні виробляти мінімальну кількість внутрішнього шуму, що забезпечить отримання оптимальної чутливості.

В обраному дизайні пристрою використовується циркулятор для уникнення неузгодженості між використовуваною антеною, що могло б призвести до нестабільності в зовнішньому інтерфейсі. Блок-схема зовнішнього інтерфейсу антени наведена на рис. 1.

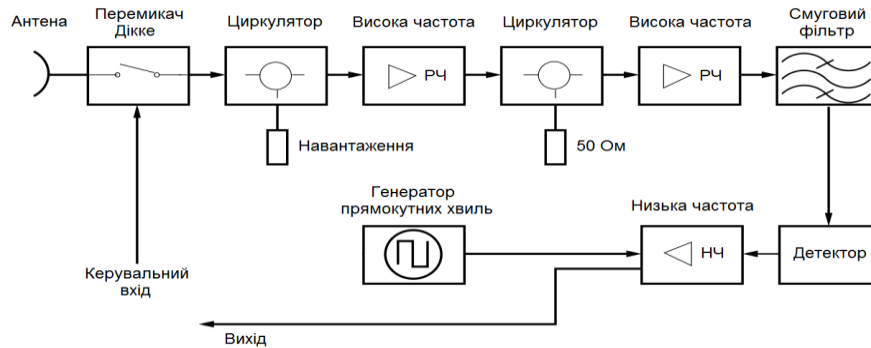


Рис. 1. Блок-схема зовнішнього інтерфейсу радіометру

Зовнішній інтерфейс радіометру базується на результатах та досягненнях, які були отримані [7]. Перемикач Дікке реалізовано як мініатюрну схему перемикачів CSWA2-63DR+ із внесеним затуханням близько 1.0 Дб. Для кожного порту перемикача підключається зовнішній блок конденсаторів постійного струму. В якості високочастотного підсилювача використовується Nittite HMC593LP3 в комбінації із фільтром нижніх частот LFCN-3400+ і фільтром високих частот HFCN-3100+, які формують смуговий фільтр. Циркулятор виконано у вигляді мікросхеми 3CDMG35-4 фірми Dorado International, а детектор у вигляді мікросхеми HMC602LP4 фірми Nittite. Логарифмічний детектор HMC602LP4 має відмінну стабільність і прекрасну чутливість, яка сягає -26 мВ/Дб. Коло низьких частот НЧ являє собою комбінацію підсилювача і синхронного демодулятора. Підсилення виконується за допомогою операційних підсилювачів з низьким рівнем шуму LT1028, синхронний демодулятор виконує функції пристрою зчитування і вибірки для отримання різниці сигналів між антеною і опорним сигналом і виконаний на основі блоку перемикальних резисторів LTC1043 фірми Linear Technology. На рис. 2 зображено детальну схему синхронного демодулятора.

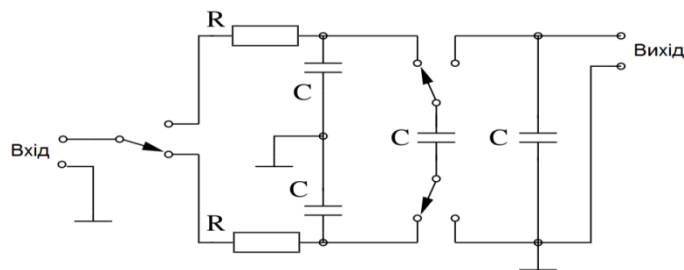


Рис. 2. Принципова схема синхронного демодулятора

В якості антени радіометру було використано еліптичну антену. При виборі параметрів антени враховувались діапазон частот, фізичний розмір і проникальна можливість в тіло людини. Обрана антена є модифікованою версією низько профільної, несиметричної, планарної, еліптичної антени [9]. Антена має мікросмуго-

вий канал, еліптичну заплатку на задній стороні і еліптичну апертуру на передній стороні для кріплення на тілі людини. Для уникнення електромагнітного випромінювання, яке може спотворити слабкий термічний сигнал тіла людини, було використано коробку квадратної форми, яка захищена мідною пайкою [10]. Для отримання кращого захисту від зовнішніх випромінювань встановлюється фланець навколо передньої частини антени.

Висновки. В роботі методи мікрохвильової радіометрії, концепції 70-х років, були втілені в пристрої з оновленими компонентами, що дозволило створювати компактні та недорогі радіометри. Було продемонстровано можливість проектування і побудови мініатюрного мікрохвильового радіометру для отримання реалістичного зображення тіла людини. Більш стабільні радіометри можуть бути розроблені завдяки постійному зменшенню розмірів і споживаної енергії електронних компонентів. Наприклад, С. Гуннарссон в 2007 році розробив одноплатний радіометр, який працює із частотою 53 ГГц [11]. Тому до цих пір існує необхідність нових досліджень в цій галузі.

Література

1. P. Sprawls. *Physical Principles of Medical Imaging*. Lippincott Williams and Wilkins, 1987.
2. M. Gotthardt, C. P. Bleeker-Rovers and other. *Imaging of inflammation by pet, conventional scintigraphy, and other imaging techniques*. *Journal of Nuclear Medicine*, 51(12): 1937–1949, 2010.
3. G. F. Egan and Z.-Q. Liu. *Computers and networks in medical and healthcare systems*. *Comput. Biol. Med.*, 25(3): 355–365, 1995.
4. S. Pavlopoulos and A. Delopoulos. *Designing and implementing the transition to a fully digital hospital*. *Information Technology in Biomedicine, IEEE Transactions on*, 3(1): 6–19, march 1999.
5. A. C. Norris. *Essentials of Telemedicine and Telecare*. John Wiley and Sons, 2002.
6. A. M. Campbell and D. Land. *Dielectric properties of female human breast tissue measured in vitro at 3.2 GHz*. *Phys. Med. Biol.*, 37: 193–210, 1992.
7. S. Jacobsen and Ø. Klemetsen. *Improved detectability in medical microwave radio-thermometers as obtained by active antennas*. *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*, 55(12): 2778–2785, Dec. 2008.
8. D. M. Pozar. *Microwave Engineering*. John Wiley and Sons, third edition, 2004.
9. J. Powell and A. Chandrakasan. *Differential and single ended elliptical antennas for 3.1-10.6 GHz ultra wideband communication*. p. 2935-2938. *Proceedings of the IEEE Antennas and Propagation Society Symposium, Monterey, California, USA, June 2004*.
10. Y. Birkelund. *Radiometric temperature monitoring of miMaccarini*, S. Jacobsen and P. R. Stauffer. *Radiometric temperature monitoring of microwave hyperthermia*. *Society For Thermal Medicine 2010 Annual Meeting, Clearwater Beach, FL, USA, April 2010*.
11. S. Gunnarsson, A. Emrich, H. Zirath, R. Kozhuharov, C. Karnfelt, J. Embretsen and C. Tegnander. *A single-chip 53 GHz radiometer front-end MMIC for geostationary atmospheric measurements*. In *Radio and Wireless Symposium, 2008 IEEE*, pp. 867–870. jan. 2008.

УДК 004.93

ПИСАРЕНКО Ю.В., САМОЙЛЕНКО Д.В.

РОЗРОБКА ЗАСОБІВ КЛАСТЕРИЗАЦІЇ ТЕКСТОВИХ ДОКУМЕНТІВ ЗА ПРЕДМЕТНИМИ ГАЛУЗЯМИ

Інститут кібернетики імені В.М. Глушкова НАН України, Київ, Україна, e-mail: jvpisarenko@gmail.com

Метою розробки є реалізація засобів кластеризації текстових документів за предметними галузями. Завдання полягає у тому, щоб користувач, маючи великий обсяг текстових даних, мав змогу простежити і оцінити взаємозв'язки у цих даних. Отримана в результаті обробки даних інформація повинна надати можливість користувачу класифікувати текстові дані і відносити їх до тієї чи іншої предметної галузі. Маючи набір ключових слів, користувач повинен визначити предметну область: літературний жанр твору чи фільму, час у який відбуваються події у творі, тощо.

Таким чином, поставлено та вирішено задачу розробки web-сторінки для користувача, на якій міститься: список доступних до перегляду опрацьованих даних; інформація про даний набір даних; результати кластеризації у вигляді переліку документів по кожному кластеру; точкова діаграма; дендрограма.

Користувач не має доступу до серверної частини, яка відповідає за: збір текстових даних; первинну обробку даних; перетворення текстових даних в числові; побудову класифікатора.

Аналіз проблеми кластеризації текстових документів. Оскільки поставлена задача кластеризації об'єктів пов'язана з метою виявлення корисних концептуальних схем групування об'єктів і породження гіпотез на основі дослідження даних, то в роботі вирішено скористатися методами машинного навчання.

Набір вхідних текстових документів не є класифікованим, тобто відсутня можливість розділити весь набір даних на набір для навчання і тестування отриманого класифікатора на заздалегідь класифікованих документах. Це приводить до застосування категорії алгоритмів навчання без вчителя. Для даної задачі кластеризації вирішено скористатися алгоритмом k-середніх.

Для алгоритму машинного навчання очікуються вхідні дані у вигляді вектору ознак, – числове представлення ознак документів, то самим змістом документів можна знехтувати. Це означає, що даний програмний продукт може бути використано для роботи з будь-якими наборами текстових документів. Складність обробки вхідних текстових документів полягає у необхідності представлення їх у «чистому вигляді». Наприклад, для роботи з літературними творами необхідно виділити твори, написані різними мовами, оскільки це суттєво впливає на роботу алгоритму. Це ж стосується і спеціальних знаків та символів.

Мова програмування Python найкраще підходить для даної задачі (реалізація алгоритму машинного навчання), оскільки має широкий ряд потужних бібліотек (Numpy, Pandas, scikit-learn, Matplotlib, Ipython, Scipy, NLTK), що роблять процес розробки дуже простим і водночас швидким.

Для тестування і відлагоджування коду використовувався Jupyter, – відкритий (open source) web-додаток, який дозволяє інтерактивну розробку на більш ніж 40 сучасних мовах програмування. Перевагою цього інструменту є те, що результати роботи коду видно одразу, безпосередньо під програмним кодом, без необхідності компіляції чи оновлення сторінки web-браузера. Це надзвичайно підвищує швидкість розробки.

Для візуалізації даних було вирішено використовувати бібліотеки Matplotlib і MPLD3. Matplotlib є бібліотекою для мови програмування Python і його розширення для математики NumPy, що призначена для візуалізації даних. Вона забезпечує об'єктно-орієнтований API для вбудовування графіків в додатки з використанням засобів GUI, як WxPython, Qt або GTK +. Для розробки web-додатку і агрегації отриманих результатів вирішено використовувати web-фреймворк Flask. Web-фреймворк Flask є мікро web-фреймворком, написаним на Python і на основі інструментарію Werkzeug і Jinja2 шаблонів. Має ліцензію BSD. Flask називається мікро фреймворком, тому що він не може змусити розробників використовувати той чи інший інструмент або бібліотеку, не має рівня абстракції бази даних, валідації форм або будь-яких інших компонентів, де вже існуючі сторонні бібліотеки, що забезпечують загальний функції. Проте, Flask підтримує розширення, які можуть додати функціонал. Розширення оновлюються регулярно, оскільки Flask має потужну спільноту розробників.

Опис програмної реалізації. Оскільки даний програмний продукт призначений для роботи з багатьма користувачами, він реалізований у вигляді web-додатку. Для повного впровадження програмного продукту необхідно розмістити цей web-додаток на одній з хостингових платформ (Google App Engine, Heroku, AWS, Digital Ocean). Цей аспект не входить в реалізацію програмного продукту.

Перелік компонентів. Програмний продукт включає наступні компоненти: підготовки вхідних даних; реалізація алгоритму кластеризації; підготовки результатів; представлення результатів (web -додаток).

Компонент підготовки вхідних даних. Під підготовкою вхідних даних розуміється перетворення і приведення текстових документів до формату, з яким легко працювати наступному компоненту, – компоненту реалізації алгоритму кластеризації. Для приведення даних до такого формату необхідно провести ряд перетворень: перетворення тексту до нижнього регістру; видалення спеціальних знаків; розбиття на леми; перевірка мови; приведення до простої форми.

Компонент реалізація алгоритму кластеризації. Вхідними даними для цього компоненту є підготовлені текстові документи. Масив документів піддається обробці методом TF-IDF: TF (*term frequency* – частота слова) – відношення числа входжень обраного слова до загальної кількості слів документа (1). Таким чином,

оцінюється важливість слова в межах обраного документа:
$$TF = \frac{n_i}{\sum_k n_k}, \quad (1)$$

де n_i – число входжень слова в документ, а в знаменнику – загальна кількість слів в документі. IDF (*inverse document frequency* – обернена частота документа) – інверсія частоти, з якою слово зустрічається в документах колекції (2). Використання IDF зменшує вагу широковживаних слів:

$$IDF = \log \frac{|D|}{|(d_i \supset t_i)|}, \quad (2)$$

де $|D|$ – кількість документів колекції; $|(d_i \supset t_i)|$ – кількість документів, в яких зустрічається слово t_i (коли $n_i \neq 0$).

Вибір основи логарифму у формулі не має значення, адже зміна основи призведе до зміни ваги кожного слова на постійний множник, тобто вагове співвідношення залишиться незмінним. Іншими словами, показник TF-IDF це добуток двох множників: TF та IDF (3).

$$TF-IDF = TF \cdot IDF \quad (3)$$

Більшу вагу TF-IDF отримують слова з високою частотою появи в межах документу та низькою частотою вживання в інших документах колекції. В результаті отримано масив числових векторів, що відображають важливість використання кожного слова з деякого набору слів (кількість слів набору визначає розмірність вектору) в кожному документі. Подібна модель називається векторної моделлю (vector space model) і дає можливість порівнювати тексти, порівнюючи їх, представляючи вектори в певній метриці (евклідова відстань, косинусна міра, манхеттенська відстань, відстань Чебишова та інші), тобто виконувати кластерний аналіз [1]. Отримані числові вектори необхідно використати для впорядкування множини вхідних даних за допомогою алгоритму k -середніх. Принцип алгоритму полягає в пошуку таких центрів кластерів та наборів елементів кожного кластеру при наявності деякої функції, що виражає якість поточного розбиття множини на k кластерів, коли сумарне квадратичне відхилення елементів кластерів від центрів

цих кластерів буде найменшим (4):
$$V = \sum_{i=1}^k \sum_{x_j \in S_i} (x_j - \mu_i)^2, \quad (4)$$

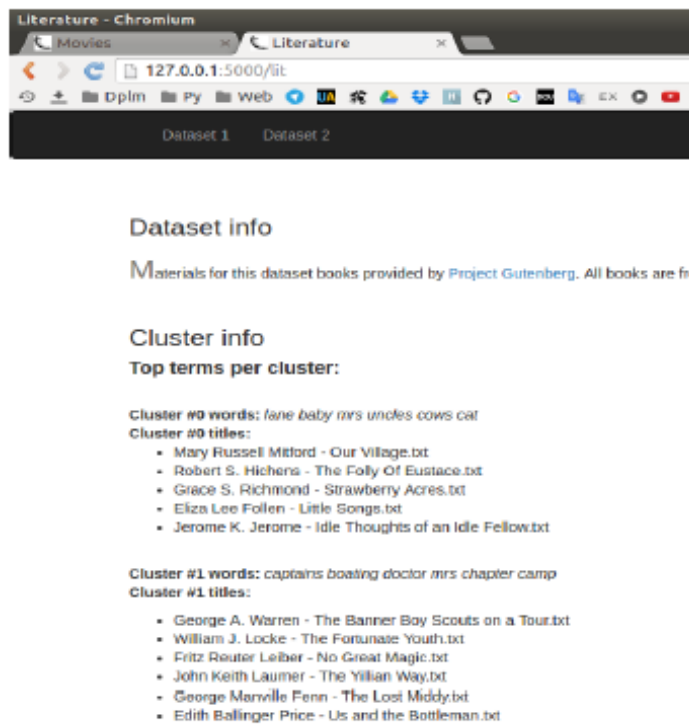


Рис. 1. Література. Текстові результати

де k – число кластерів; S_i – отримані кластери, $i=1, 2, \dots, k$; μ_i – центри мас векторів $x_j \in S_i$. В початковий момент роботи алгоритму довільним чином обираються центри кластерів, далі для кожного елемента множини ітераційно обчислюється відстань від центрів з приєднанням кожного елемента до кластеру з найближчим центром. Для кожного з отриманих кластерів обчислюються нові значення центрів, намагаючись при цьому мінімізувати функцію, після чого повторюється процедура перерозподілу елементів між кластерами [2].



Рис. 2. Література. Точкова діаграма

Компонент підготовки результатів. В компоненті підготовки результатів обчислюється матриця відстаней між елементами, результат приводиться до двовимірного вигляду, формуються графіки. Також в цьому компоненті відбувається конвертування графіків у HTML, що дозволяє представити їх інтерактивно у веб-браузері.

Компонент представлення результатів (web-додаток). Даний компонент виконує агрегаційну функцію для результатів обчислень, виконаних в попередніх компонентах. Компонент реалізований у вигляді web-додатку за допомогою веб-фреймворку Flask. Серверна частина звертається до класифікатору і передає на фронт всю інформацію про даний набір даних. Для автоматичної генерації HTML-коду використані шаблони Jinja2.

Робота користувача з програмою. Для отримання результату обчислень користувачу достатньо відкрити у вікні браузера web-сторінку за вказаною адресою (за умови розгортання web-додатку на хостинговій платформі). Для самостійного запуску сервера на локальній машині необхідно виконати наступну команду в командному рядку: `python flasky.py`.

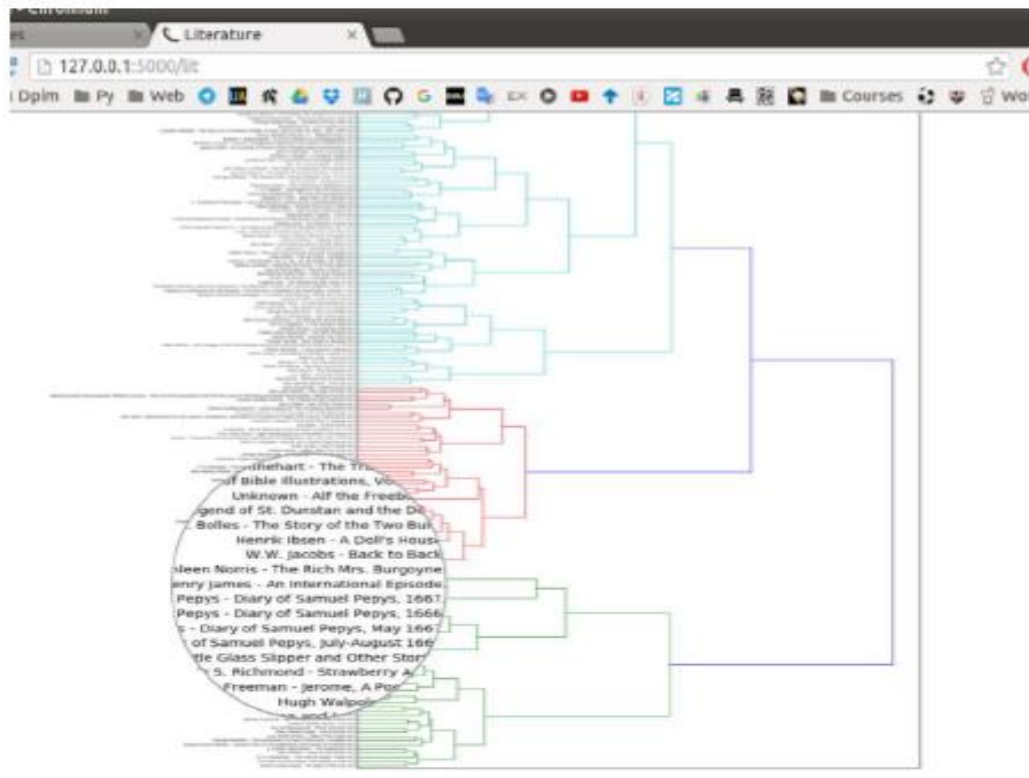


Рис. 3. Література. Дендрограма

В початковій версії користувач має можливість переглянути результати обчислень для двох наборів даних: випадкові літературні твори з проекту Gutenberg; текстові результати (рис. 1); точкова діаграма (рис. 2); дендрограма (рис. 3).

Висновки. Створено програмний продукт, який надає користувачам можливість виявлення корисних концептуальних схем групування об'єктів за ознаками і генерацію гіпотез на основі дослідження даних.

Розроблено комплекс компонентів для підготовки даних, обробки, кластеризації, отримання та візуалізації результату. Програмний продукт реалізує алгоритм машинного навчання без вчителя. Поставлена задача класифікації може бути виконана користувачем після дослідження результатів роботи програмного продукту.

Програмний продукт реалізовано за допомогою відкритих, безкоштовних засобів і інструментів, тому собівартість програмного продукту не перевищує вартості часу розробника.

Для реалізації було використано мову програмування Python, web-фреймворк Flask, інтерактивне середовище розробки Jupyter, бібліотеки scikitlearn, nltk, matplotlib, numpy, pandas та інші. Саме такий набір компонентів є найбільш гнучким для вирішення поставленої задачі.

Література

1. Jones K. S. A statistical interpretation of term specificity and its application in retrieval // *Journal of Documentation - MCB University: MCB University Press, 2004, V. 60, № 5.* - p. 68-74.
2. Hartigan J.A. *Clustering algorithms.* - New Haven, Connecticut, 1975. - 580 p.

ДОСЛІДЖЕННЯ ВИКОРИСТАННЯ ТЕНЗОПЕРЕТВОРЮВАЧІВ У АЕРОДИНАМІЧНИХ ВАГАХ

Національний технічний університет України «Київських політехнічний інститут», Київ, Україна, smirnov2015@gmail.com

Вступ. Актуальною проблемою автоматизованих систем (АС) експериментальних досліджень в аеродинамічних трубах (АДТ) є розробка швидкодіючих засобів та методів вимірювання характеристик моделей літальних апаратів (МЛА). Наприклад, аеродинамічні механічні ваги (АМВ) АВ-2М дозвукової АДТ АТ-1 дозволяють визначати інтегральні характеристики МЛА в стаціонарних умовах експерименту.

Постановка задачі. Метою даної розробки є розроблення вагового елемента (ВЕ)/тензодинамометра АВМ та визначення його оптимальних характеристик.

Відомо. Типи перетворювачів і їх конструктивні особливості. В основі роботи тензоперетворювача лежить явище тензоефекта, що полягає у зміні активного опору провідників при їх механічній деформації.

Характеристикою тензоефекта матеріалу є коефіцієнт відносної тензочутливості K . При деформації твердих тіл зміна їх довжини пов'язано з зміною обсягу, крім того, змінюються і їх властивості, зокрема величина питомого опору. Тому значення коефіцієнта тензочутливості в загальному випадку має бути виражене як $K = (1..2..956) m$

Тут величина $(1..2..956)$ характеризує зміну опору, пов'язане із зміною геометричних розмірів (довжини і перетину) провідника, а - зміна питомого опору матеріалу, пов'язане зі зміною його фізичних властивостей.

Якщо при виготовленні тензопреобразователя використані напівпровідникові матеріали, то чутливість визначається в основному зміною властивостей матеріалу решітки при її деформації, і $K m$ і може змінюватися для різних матеріалів від 40 до 200.

Всі існуючі перетворювачі можна розділити на три основні типи – дротяні, фольгові, плівкові.

Дротяні тензодатчики в техніці вимірювань неелектричних величин використовуються за двома напрямками. Перший напрямок використання тензоефекта провідника, що знаходиться в стані об'ємного стиснення, коли природною вхідною величиною перетворювача є тиск навколишнього його газу або рідини. У цьому випадку перетворювач являє собою котушку дроти (зазвичай манганінового), вміщену в область вимірюваного тиску (рідини або газу). Вихідною величиною перетворювача є зміна її активного опору. Другий напрямок використання тензоефекта розтягуючої дроту з тензочутливі матеріалу.

Датчик зазвичай встановлюється так, щоб його найбільш довга сторона була орієнтована в напрямку вимірюваної сили. Такий перетворювач, будучи приклеєним до випробуваної деталі, сприймає деформації її поверхневого шару.

Таким чином, природною вхідній величиною наклеюваного перетворювача є деформація поверхневого шару деталі, на яку він наклеєний, а вихідний-зміна опору перетворювача, пропорційне цієї деформації.

Зазвичай датчики, що наклеюються, використовуються набагато частіше, ніж ті, що не наклеюються.

Розробка системи. Система призначена для вимірювання моментів і сил, що діють на МЛА в АТД АТ-1. Ці сили за допомогою важелів передаються на групу з 7 тензометричних датчиків (ТД), що мають діапазон вимірюваних зусиль 0-1000 кг.

Для перетворення вихідного сигналу ТД в електричний запропонований ВК (рис. 1), який включає джерело опорної напруги (ДОН) для електроживлення ТД, диференціального мультиплексора (ДМ), трьох блоків комутації (БК1 - БК3), вимірювального підсилювача (ВП), інвертора (І), фільтрів нижніх частот (ФНЧ), підсилювачі потужності (ПП1, ПП2), операційного підсилювача (ОП) і мікроконвертори (МК) ADUC824.

Вони підключаються за 4-х контактною схемою, які становлять два операційних підсилювача потужності ПП1, ПП2. Вимірювальні діагоналі ТД надходять на диференційний мультиплексор (ДМ), вихід якого підключається до вимірювального підсилювача (ВП). Блок комутації БК3 комутує сигнал від джерела опорної напруги (ДОН) + 5В, створюючи, таким чином різнополярні напруги. Інвертор І створює негативну напругу 5В. Блоки комутації БК1, БК2 і зразкові резистори R15-R18 необхідні для автоматизації корекції похибки ВК. Фільтр нижніх частот (ФНЧ) обмежує смугу частот. Резисторний дільник R23, R24 і повторювач на ОП ОР-27 необхідні для введення в ВК напруги зсуву, яка забезпечить узгодження з діапазоном вхідних напруг АЦП мікроконвертори ADUC824 (100 мВ ... 4,5 В).

У даній системі використовується адитивно-мультиплікативна корекція без комутації вимірювальної діагоналі тензомосту, що дозволяє зменшити вплив таких складових похибок як термо-ЕРС контактів, паразитні струми витоків і опір лінії, а також всі адитивні і мультиплікативні похибки ВК.

Дослідження. Найважливішою складовою частиною наукових досліджень є експерименти.

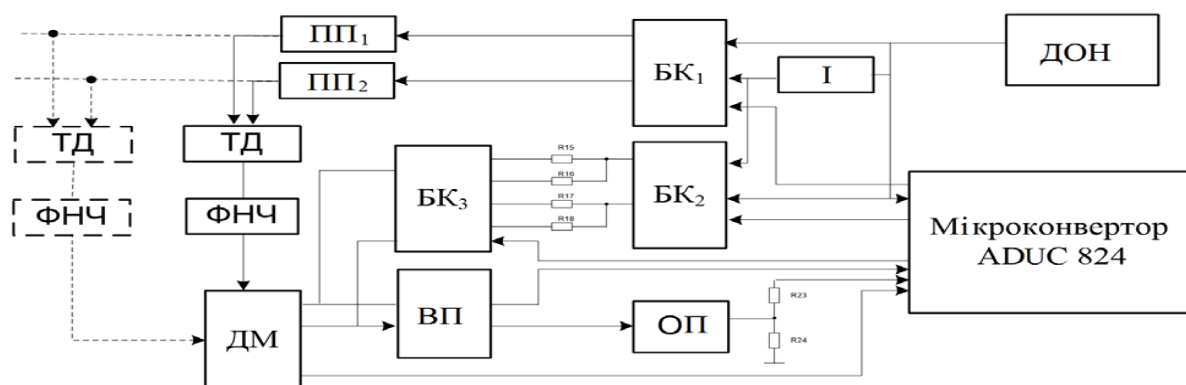


Рис. 1 Структурна схема вимірювального каналу

Таблиця 1. Вихідна матриця плану експерименту

	Var1	Var2	Var3	Var4	Var5	Var6		Var1	Var2	Var3	Var4	Var5	Var6
1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	33	-1	-1	-1	-1	-1	-1
2	+1	-1	-1	-1	-1	-1	34	+1	-1	-1	-1	-1	-1
3	-1	+1	-1	-1	-1	-1	35	-1	+1	-1	-1	-1	-1
4	+1	+1	-1	-1	-1	-1	36	+1	+1	-1	-1	-1	-1
5	-1	-1	+1	-1	-1	-1	37	-1	-1	+1	-1	-1	-1
6	+1	-1	+1	-1	-1	-1	38	+1	-1	+1	-1	-1	-1
7	-1	+1	+1	-1	-1	-1	39	-1	+1	+1	-1	-1	-1
8	+1	+1	+1	-1	-1	-1	40	+1	+1	+1	-1	-1	-1
9	-1	-1	-1	+1	-1	-1	41	-1	-1	-1	+1	-1	-1
10	+1	-1	-1	+1	-1	-1	42	+1	-1	-1	+1	-1	-1
11	-1	+1	-1	+1	-1	-1	43	-1	+1	-1	+1	-1	-1
12	+1	+1	-1	+1	-1	-1	44	+1	+1	-1	+1	-1	-1
13	-1	-1	+1	+1	-1	-1	45	-1	-1	+1	+1	-1	-1
14	+1	-1	+1	+1	-1	-1	46	+1	-1	+1	+1	-1	-1
15	-1	+1	+1	+1	-1	-1	47	-1	+1	+1	+1	-1	-1
16	+1	+1	+1	+1	-1	-1	48	+1	+1	+1	+1	-1	-1
17	-1	-1	-1	-1	+1	-1	49	-1	-1	-1	-1	+1	-1
18	+1	-1	-1	-1	+1	-1	50	+1	-1	-1	-1	+1	-1
19	-1	+1	-1	-1	+1	-1	51	-1	+1	-1	-1	+1	-1
20	+1	+1	-1	-1	+1	-1	52	+1	+1	-1	-1	+1	-1
21	-1	-1	+1	-1	+1	-1	53	-1	-1	+1	-1	+1	-1
22	+1	-1	+1	-1	+1	-1	54	+1	-1	+1	-1	+1	-1
23	-1	+1	+1	-1	+1	-1	55	-1	+1	+1	-1	+1	-1
24	+1	+1	+1	-1	+1	-1	56	+1	+1	+1	-1	+1	-1
25	-1	-1	-1	+1	+1	-1	57	-1	-1	-1	+1	+1	-1
26	+1	-1	-1	+1	+1	-1	58	+1	-1	-1	+1	+1	-1
27	-1	+1	-1	+1	+1	-1	59	-1	+1	-1	+1	+1	-1
28	+1	+1	-1	+1	+1	-1	60	+1	+1	-1	+1	+1	-1
29	-1	-1	+1	+1	+1	-1	61	-1	-1	+1	+1	+1	-1
30	+1	-1	+1	+1	+1	-1	62	+1	-1	+1	+1	+1	-1
31	-1	+1	+1	+1	+1	-1	63	-1	+1	+1	+1	+1	-1
32	+1	+1	+1	+1	+1	-1	64	+1	+1	+1	+1	+1	-1

Експериментальне дослідження - один з основних способів отримати нові наукові знання. В його основу покладено експеримент, який є науково поставленим дослідом або спостереженням явища, де точно враховуються умови, що дозволяють стежити за його ходом, керувати ним, відтворювати його кожного разу при повторенні цих умов. Від звичного, буденного, пасивного спостереження експеримент відрізняється активною дією дослідника на явище, що вивчається.

Основна мета експерименту - перевірка теоретичних положень (підтвердження робочої гіпотези), а також ширше і глибше вивчення теми наукового дослідження. Експеримент повинен бути проведений по можливості в найкоротший термін з мінімальною витратою матеріальних і грошових коштів при найвищій якості одержаних результатів.

Таблиця 2. Підсумкова таблиця ефективності

	Вікон	Все
Число дослідів	20	64
Визначник	113246E4	439804E7
Log(e) від визначника	20,84766	29,11218
Слід	,3625	,109375
Log(e) від сліду	-1,01473	-2,21297
D-ефективн. (%)	98,2657	100,
A-ефективн. (%)	96,55172	100,
Макс.предск.пер.	,425	,109375
G-ефективн. (%)	90,74852	100,

Побудова плану експерименту. Вихідна матриця плану експерименту має наступний вигляд (табл. 1).

За допомогою пакету програм STATISTICA було побудовано план експерименту з використанням тензодатчиків (табл. 2).

Таблиця 2. Підсумкова таблиця ефективності (Табл.1.sta) 6 фактори; 20 точ.; D-оптим. Модель вкл.: гл. ефекти

Висновки. Підвищення ефективності роботи АДТ є важливим завданням при створенні нових конструкцій літаків, що відповідають сучасним вимогам їх експлуатації, тому було запропоновано рішення з використанням тензоперетворювачів.

Література

1. *Нерозний Р.Є., Зінченко В.П., Сарибога Г.В. Дослідження можливості застосування тензодинамометрів в аеродинамічних механічних вагах // Зб. тез доп. наук. – техніч. конф. викладачів, науковців, аспірантів, студентів факультету авіаційних та космічних систем, 27-28 травня 2015 року, м. Київ, НТУУ «КПІ». - 2014. – С. 38 -42.*

2. *Арвин Б.А. Сопряжение микро-ЭВМ с внешними устройствами. – М.: Машиностроение, 1983. – 352с.*

3. *Балатов Е.П., Пузанков Д.В. Микропроцессоры и микро процессорные системы. – М.: Радио и связь, 1981. – 328 с.*

4. *Зінченко В.П. Автоматизация экспериментальных исследований в аэродинамической трубе // УСиМ. – 1989. – № 1. – С. 95 – 99.*

5. *Измерительные приборы фирмы AnalogDevices.*

6. *Зінченко В.П. Інформаційна технологія проектних досліджень складних технічних об'єктів // Наукові вісті НТУУ „КПІ”. – 2000. - № 4. – С. 32 – 42.*

7. *Зінченко В.П., Зінченко С.В., Горин Ф.Н. и др. Программно-управляемый обмен данными в системах реального времени // Технологии створення перспективних комп'ютерних засобів та систем з використанням новітньої елементної бази. – К.: НАН України Ін-т кібернетики ім. В.М. Глушкова, 2000. – С. 55 - 60.*

8. *Зінченко В.П., Зінченко Н.П Математичне моделювання первинних джерел інформації з застосуванням програмної системи STATISTICA // Вісник НУ. - № 4(15), 2002. – С. 132 –143.*

9. *Зінченко В.П. Методологія проектування первинних джерел інформації // Наукові вісті НТУУ „КПІ”. – 2001. - № 5. – С. 500 – 60.*

10. *Зінченко В.П., Зінченко Н.П Моніторинг тензометричних експериментальних досліджень / Вісник НАУ, 2005. – № 1 (23). – С. 64 – 73.*

11. *Куликовский К.Л., Купер В.Я. Методы и средства измерений. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 448 с.*

УДК 53.082.4

СОЛОМКО Р.С.

ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДІВ ВИМІРЮВАННЯ КООРДИНАТ РЕЛЬЄФУ ТУНЕЛЬНИХ ОБ'ЄКТІВ З ВИКОРИСТАННЯМ УЛЬТРАЗВУКОВИХ ДАВАЧІВ НА ФАЗОВИХ РЕШІТКАХ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна, solomkoroma@mail.ru

Постановка проблеми. Безпечна експлуатація тунельних об'єктів залежить від можливості швидко і вчасно знаходити дефекти їх поверхонь. Розвиток технології виготовлення ультразвукових антен на фазованих решітках дозволяє використати

їх для вимірювання та контролю рельєфів поверхонь без необхідності проводити механічні вимірювання.

Мета доповіді: вивчення можливості використання ультразвукових антен на фазованих решітках для контролю рельєфів поверхонь потребує дослідження та розробки вимірювальної системи, яка б виводила результати вимірювання у формі, доступній для огляду, аналізу та зберігання. Наукова новизна розробки такої системи полягає у поєднанні традиційних методів вимірювання дефектів поверхонь існуючими дефектоскопами, реалізованих для поверхонь з лінійними розмірами до десятків метрів та малим споживанням від автономних джерел живлення.

Сканування поверхні здійснюється за допомогою вимірювання лінійних розмірів з використанням випромінювання та прийому ультразвукових хвиль, що генеруються фазованою активною решіткою. Управління зсувом фаз дає можливість керувати напрямом фокуса ультразвукового випромінювання (Рис. 1).

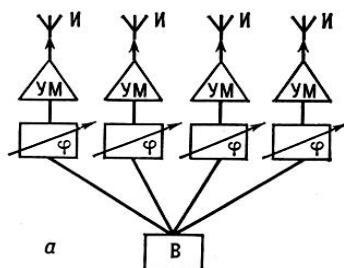


Рис. 1. Структурна схема антенної решітки

Система може бути застосована в складі технічних засобів спостережень за станом тунелів різних типів: транспортних чи комунікаційних.

Система побудована на базі мікроконтролера STM32F4DISCOVERY з мікропроцесором Cortex. До складу системи входять такі складові: фазообертач (φ на рис. 1), антена решітка з ультразвуковими давачами, ПК. Мікроконтроллер забезпечує поєднання в систему всіх складових, а також зв'язок із ПК.

Зв'язок із ПК забезпечується інтерфейсом UART, який є в базовій комплектації мікроконтроллера STM32F4DISCOVERY. Даний інтерфейс забезпечує передачу швидкості 19200 бод/с.

Збір інформації про поверхню тунелю виконується шляхом вимірювання часу проходження ультразвукової хвилі від антени до поверхні тунелю і назад. В процесі вимірювання враховується швидкість поширення ультразвуку в повітрі, яка є сталою і складає при 15° С, атмосферному тиску 760 мм ртутного стовпа 340 м/сек. Процес отримання координат базується на ефекті відбиття ультразвукових хвиль від поверхні тунелю.

Автоматизація процесу вимірювання реалізована в середовищі розробки LabVIEW. Програма забезпечує отримання інформації через СОМ-порт, обробку і збереження інформації, а також графічне відображення інформації у вигляді графіків.

До складу антени входить набір випромінювачів, які на малюнку схематично представлені у вигляді рупорних випромінювачів (Рис. 2).

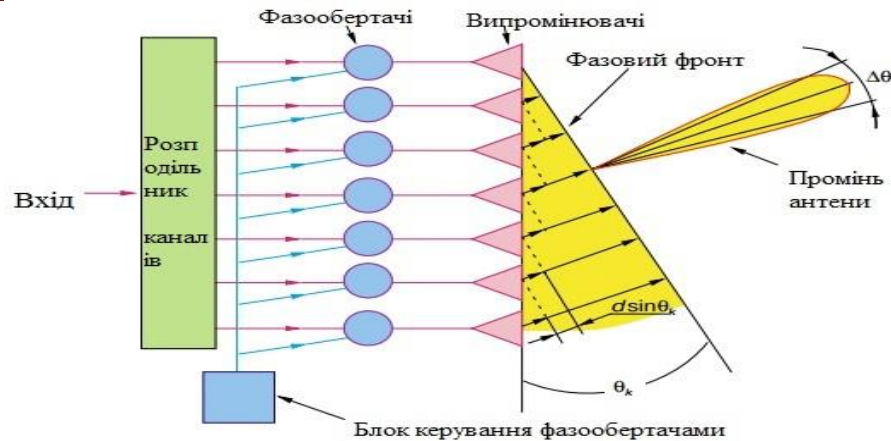


Рис. 2. Схема фазованної антенної решітки

Вхід антени представлений одним хвилеводом. Між входом антени і випромінювачами розташований ділянок потужності і в ланцюзі живлення кожного випромінювача включений фазообертач. Фазообертачі керуються комп'ютером і формують необхідний розподіл фаз на випромінювачі.

Отже, розвиток фазованих антенних решіток дає можливість будувати сучасні тунельні об'єкти та підтримувати їх у робочому стані.

Література

1. Вендик О.Г. Антенны с немеханическим движением луча: Введение в теорию. М.: Сов. радио, 1965. 360 с.
2. Сегнетозлектрики в технике СВЧ /Под ред. О.Г. Вендика. М.: Радио и связь, 1979. 272с.

УДК 621.317

СУДАКОВА С.О., ШУМКОВ Ю.С.

ФОРМИРОВАНИЕ ИСПЫТАТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ СПЕЦИАЛЬНОЙ ФОРМЫ НА ОСНОВЕ ЭКСПОНЕНЦИАЛЬНЫХ СПЛАЙНОВ

Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут", Київ, Україна, e-mail: svetlana.sudakova1@gmail.com

Введение. Одной из важных задач при проведении технологических испытаний является измерение и контроль R, L, C -параметров электро-радиоэлементов узлов радиоэлектронной аппаратуры, смонтированных на изделии, плат печатного монтажа [1,2]. Измерительная задача формулируется как определение R, L, C -параметров пассивных многоэлементных двухполюсных электрических цепей (МДЭЦ), которые можно выделить путем создания специального режима в сложной многополюсной электрической цепи [3].

Для обеспечения универсальности измерительного преобразования независимо от модели МДЭЦ, получения легко анализируемых выходных сигналов и при этом обеспечения минимального времени контроля используют импульсные испытательные сигналы (ИС), которые описываются суммами экспонент [4].

Постановка задачі. Основная сложность при реализации высокопроизводительных методов контроля R,L,C -параметров состоит в решении задачи синтеза указанного класса ИС в широком диапазоне длительностей. Метод формирования должен обеспечивать высокую точность воспроизведения заданной модели ИС (форма), возможность перестройки модели и ее параметров.

Один из путей решения указанной задачи состоит в дискретном способе формирования сигналов с использованием цифро-аналоговых средств. Адекватным аналитическим аппаратом по отношению к реальным сигналам при дискретном синтезе является приближение функций сплайнами [5]. Сплайны, построенные на основе экспоненциальных функций, образованных из решений некоторого линейного однородного дифференциального уравнения, получили название экспоненциальных сплайнов (ЭС) [6]. Указанные сплайны известны в основном в вычислительной математике и весьма эффективны при описании релаксационных процессов.

Таким образом, актуальным является разработка методологии формирования ИС специальной формы на основе ЭС, что позволит применять указанные сигналы при измерениях.

Теоретические положения. Дадим определения для ЭС, которые строятся на основе функций, соответствующих реальным сигналам в электрических цепях, и, соответственно, описывают реальные сигналы при дискретном синтезе.

Пусть на отрезке $[a,b]$ задана система узловых точек (сетка) Δ_N : $a=t_0 < t_1 < \dots < t_N=b$. Обозначим через $C^{m-\nu}[a,b]$ множество $(m-\nu)$ -раз непрерывно дифференцируемых функций на отрезке $[a,b]$.

Экспоненциальная сплайн-функция (ЭСФ) или просто экспоненциальный сплайн порядка m класса $C^{m-\nu}$ ($1 \leq \nu \leq m$) с узлами на сетке Δ_N представляет собой кусочную функцию $sf_{Gm}(t)$, которая: (а) – на каждом отрезке $[t_i, t_{i+1}]$, $i=0, 1, \dots, N-1$ является решением некоторого линейного неоднородного дифференциального уравнения (ЛНДУ) с постоянными коэффициентами

$$\sum_{j=0}^l a_j \cdot D^j s_i(t) = f_i(t); \quad D^j = \left(\frac{d}{dt} \right)^j$$

с правой частью вида $f_i(t) = P_{k,i}(t) \cdot e^{\lambda_i t}$, $\lambda_i \leq 0$, где $P_{k,i}(t)$ – полином степени k ; (б) – при этом $sf_{Gm}(t) \in C^{m-\nu}[a,b]$.

При восстановлении дискретизированных сигналов используют B -сплайны Шенберга [7] – базисные сплайны с конечным носителем минимальной длины. По аналогии с известным представлением степенных полиномиальных сплайнов через B -сплайны, ЭС тоже могут быть представлены через систему некоторых базисных сплайнов [8], отличных от нуля на конечном интервале (финитные сплайны).

Базисные экспоненциальные сплайны или G -сплайны порядка m класса $C^{m-\nu}[a,b]$ – есть такие функции $G_{mi}(t) \in sf_{Gm}(t)$, которые $G_{mi}(t) \neq 0$ на интервале $t \in [t_i, t_{i+m}]$ и $G_{mi}(t) \equiv 0$ вне интервала $t \in [t_i, t_{i+m}]$.

Под порядком сплайнов $m=l+k+1$ – понимаем "порядок" образующих сплайн функций, под которым в свою очередь понимаем порядок ЛНДУ, определяемый числом корней характеристического полинома $Q_m(p)$ с учетом правой части (описывает переходные процессы в некоторой линейной электрической цепи).

Рассмотрим относительный масштаб. Введем переменную $\bar{t} = n+\varepsilon$ – относительное время, связанное с текущим $\bar{t} = t/h$, где h – равномерный интервал дискретизации; $n=0, 1, 2, \dots$; $0 \leq \varepsilon \leq 1$.

Базисный G -сплайн (финитный) порядка m может быть в общем виде представлен:

$$G_m(\mathbf{a}, \bar{t}) = \begin{cases} A^\bullet(\mathbf{a}) \cdot b_0(\varepsilon), & \bar{t} \in [0, 1]; \\ A^\bullet(\mathbf{a}) \cdot b_1(\varepsilon), & \bar{t} \in [1, 2]; \\ \dots\dots\dots \\ A^\bullet(\mathbf{a}) \cdot b_{m-1}(\varepsilon), & \bar{t} \in [m-1, m]; \\ 0, & \bar{t} < 0, \bar{t} > m, \end{cases} \quad (1)$$

где $A^\bullet(\mathbf{a}) = 1 / \left| \sum_{k=0}^{m-1} b_k(\varepsilon) / \varepsilon \right|$ – нормирующий множитель; m – порядок характеристического полинома ЛНДУ с учетом правой части; $\bar{t} \in [0, m]$ – привязка к интервалу; \mathbf{a} – параметры, определяемые корнями ЛНДУ, на основе которого происходит синтез. Функции $b_k(\varepsilon)$, $k=0, m-1$ определяются суммами

$b_k(\varepsilon) = \sum_{i=0}^k \chi_i \phi(k-i+\varepsilon)_+$, $k=0, m-1$; $0 \leq \varepsilon \leq 1$ некоторых усеченных функций

$\phi(\bar{t})_+ = \begin{cases} \phi(\bar{t}), & \bar{t} \geq 0; \\ 0, & \bar{t} < 0, \end{cases}$ где $\phi(\bar{t})$ – есть решение ЛНДУ при нулевых начальных условиях, для которого $\phi(0)_+ = \phi'(0)_+ = \dots = \phi^{(m-\nu)}(0)_+ = 0$. Значения коэффициентов χ_i при элементарных функциях $\phi(\varepsilon)_+$ в выражениях $b_k(\varepsilon)$ определяются из условия $G_m(\bar{t}) \equiv 0$ вне интервала $\bar{t} \in [0, m]$.

Экспоненциальная сплайн-функция $sf_{Gm}(\bar{t})$ порядка m , может быть представлена суммой финитных G -сплайнов: $sf_{Gm}(\bar{t}) = \sum_{i=0}^{\infty} f[i] \cdot G_m(\bar{t} - i)$ (2)

где $\{f_i\}_{i=0}^{\infty}$ – коэффициенты ЭСФ, представляющие, например, дискретные отсчеты некоторой непрерывной, восстанавливаемой с помощью ЭСФ, зависимости $f(\bar{t})$.

Выражение (2), представленное через кусочные функции $b_k(\varepsilon)$, $k=\overline{0,m-1}$, имеет вид: $sf_{G_m}(\bar{t})=A^*(a)\{f[n]b_0(\varepsilon)+f[n-1]b_1(\varepsilon)+\dots+f[n-m+1]b_{m-1}(\varepsilon)\}$, $n=\overline{0,1,2,\dots}$; $0\leq\varepsilon\leq 1$. (3)

В соответствии с определениями были синтезированы модели ЭС [8], примеры которых приведены ниже.

Экспоненциальные сплайны 2-го порядка:

$$sf_{G_{2,1}}(\bar{t})=\frac{1}{(1-e^{-\alpha})}\{f[n+1]\cdot(1-e^{-\alpha\varepsilon})+f[n]\cdot(e^{-\alpha\varepsilon}-e^{-\alpha})\}, \quad \alpha=\alpha_j h; \quad (4)$$

$$G_{2,1}(\bar{t})=\begin{cases} \frac{1}{(1-e^{-\alpha})}\cdot(1-e^{-\alpha\varepsilon}), & \bar{t}\in[0,1]; \\ \frac{1}{(1-e^{-\alpha})}\cdot(e^{-\alpha\varepsilon}-e^{-\alpha}), & \bar{t}\in[1,2]; \\ 0, & \bar{t}<0, \bar{t}>2. \end{cases} \quad (5)$$

Экспоненциальные сплайны 3-го порядка:

$$sf_{G_{3,1}}(\bar{t})=\frac{1}{\alpha(1-e^{-\alpha})}\{f[i+1](\alpha\varepsilon-1+e^{-\alpha\varepsilon})+f[i]\left[1+\alpha+e^{-\alpha}-(1+e^{-\alpha})\alpha\varepsilon-2e^{-\alpha\varepsilon}\right]+f[i-1]e^{-\alpha}\left[\alpha(\varepsilon-1)-1+e^{-\alpha(\varepsilon-1)}\right]\}, \quad \bar{t}=i+\varepsilon. \quad (6)$$

$$G_{3,1}(\bar{t})=\begin{cases} \frac{1}{\alpha(1-e^{-\alpha})}\left[\alpha\varepsilon-1+e^{-\alpha\varepsilon}\right], & \bar{t}\in[0,1]; \\ \frac{1}{\alpha(1-e^{-\alpha})}\left[1+\alpha+e^{-\alpha}-(1+e^{-\alpha})\alpha\varepsilon-2e^{-\alpha\varepsilon}\right], & \bar{t}\in[1,2]; \\ \frac{1}{\alpha(1-e^{-\alpha})}e^{-\alpha}\left[\alpha(\varepsilon-1)-1+e^{-\alpha(\varepsilon-1)}\right], & \bar{t}\in[2,3]; \\ 0, & \bar{t}<0, \bar{t}>3. \end{cases} \quad (7)$$

Можно показать, что для кусочно-многочленной функции $sf_{G_{3,1}}(\bar{t})$ вида (6) в узлах выполняется условие непрерывности как для самой функции так и для ее первой производной. На рис. 1 показаны примеры базисных сплайнов

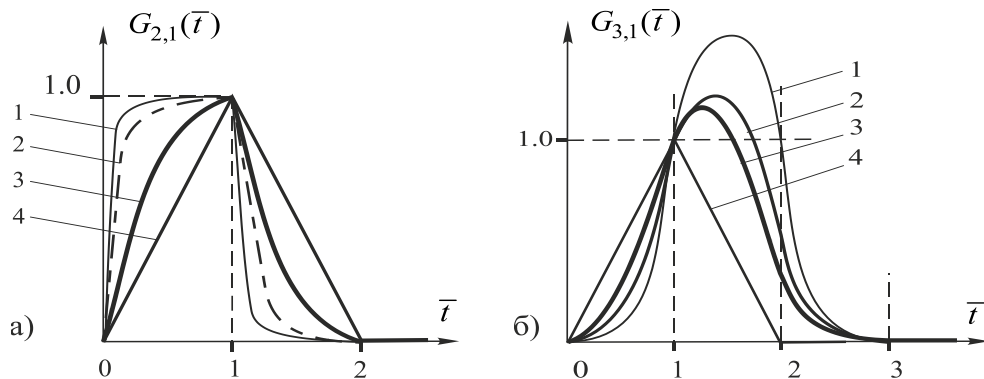


Рис. 1. Базисные экспоненциальные сплайны 2-го и 3-го порядков: а – G-сплайн 2-го порядка: 1. $\alpha\rightarrow\infty$; 2. $\alpha=5,0$; 3. $\alpha=0,5$; 4. $\alpha\rightarrow 0$; б – G-сплайн 3-го порядка: 1. $\alpha\rightarrow 0$; 2. $\alpha=1,0$; 3. $\alpha=2,0$; 4. $\alpha\rightarrow\infty$

Обобщенная модель цепи формирования сигналов финитными G -сплайнами в виде разомкнутой структурной схемы представлена на рис. 2,а.

Модель включает приведенную непрерывную часть (ПрНЧ) с передаточной функцией (ПФ) $W_G(q) = A(a_T, h) \cdot W_{np}(q)$, определяющую вид и значения параметров экспоненциальных функций $b_k(\varepsilon)$, где $q = ph$ – комплексная переменная в относительном масштабе, $q = \sigma + j\omega$, $\omega = \omega h$ – относительная частота; $A(a_T, h)$ – нормирующий коэффициент; импульсный элемент \perp , работающий с тактом h , отражающий процесс дискретизации (либо уже существующее дискретное представление входного сигнала $X^*(\bar{t}) = x[n]$, где $\bar{t} = n; n = 0, 1, 2, \dots$) и приведенную дискретную часть (ПрДЧ) с ПФ $H(e^{-q})$, обеспечивающую конечную длительность реакции импульсной системы на каждый входной отсчет.

В обобщенной схеме такого генератора на рис. 2,б ЦАП с регистрами памяти может быть представлен неминимально-фазовым звеном с ПФ $(1 - e^{-q})/q$. Множитель $(1 - e^{-q})$ может быть включен в ПФ ПрДЧ $H(e^{-q}) = (1 - e^{-q})H'(e^{-q})$, где $H'(e^{-q}) = H'_{цф}(z^{-1})$ – может быть цифровым фильтром, $e^{-q} = z^{-1}$. Множитель $(1/q)$ – может быть включен в ПФ ПрНЧ. Тогда $W_{np}(q) = (1/q)W_H(q)$, где $W_H(q)$ – ПФ некоторой линейной непрерывной цепи (аналоговый фильтр).

При наличии процесса дискретизации выходной сигнал ПрНЧ описывается *смещенными решетчатыми функциями* (СРФ) [9]. При этом непрерывной части соответствует ПФ для дискретизированного сигнала, которая может быть получена на основе перехода в область *изображений дискретного преобразования*

$$\text{Лапласа (ДПЛ): } W(q) = \frac{\sum_{k=0}^{\infty} b_k \cdot q^k}{\sum_{j=0}^m a_j \cdot q^j} \xrightarrow{\mathcal{D}} W^*(q, \varepsilon) = \frac{\sum_{k=0}^{m-1} b_k(\varepsilon) \cdot e^{q(m-k)}}{\sum_{j=0}^m a_j \cdot e^{qj}}. \quad (8)$$

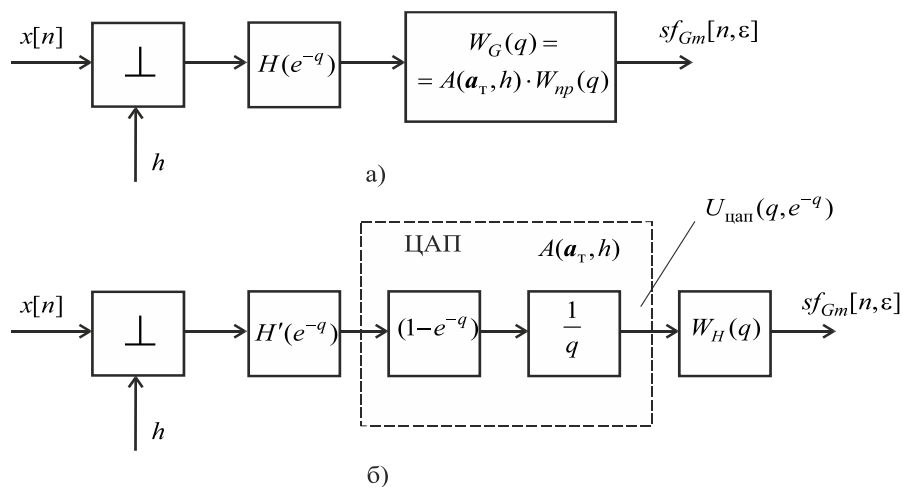


Рис. 2. Модель цепи формирования сигналов G -сплайнами : а) – обобщенная модель; б) – модель, учитывающая ЦАП с регистрами памяти

Индекс (*) – используется для обозначения для дискретизированных сигналов, \mathbf{D} – оператор, устанавливающий связь между изображениями СРФ и соответствующей ей непрерывной функции по Лапласу [9].

Общая ПФ формирующей цепи в области изображений ДПЛ СРФ имеет вид:

$$K_{\Sigma_{Gm}}^*(q, \varepsilon) = A(\mathbf{a}_T, h) \cdot H(e^{-q}) \cdot W_{Гр}^*(q, \varepsilon). \quad (9)$$

Необходимым и достаточным условием получения финитной реакции на каждый входной единичный отсчет (импульсная переходная характеристика), является совпадение полюсов аналоговой части с нулями дискретной. То есть, если ПФ

дискретной части будет иметь вид $H(e^{-q}) = \sum_{j=0}^m a_j \cdot e^{q(j-m)}$ (физически реализуемая), то общая ПФ такой системы может быть представлена конечным числом

членов степени e^{-q} (содержит исключительно нули):

$$K_{\Sigma_{Gm}}^*(q, \varepsilon) = A(\mathbf{a}_T, h) \cdot H(e^{-q}) \cdot \frac{\sum_{k=0}^{m-1} b_k(\varepsilon) e^{q(m-k)}}{\sum_{j=0}^m a_j e^{qj}} = A(\mathbf{a}_T, h) \cdot e^{-mq} \sum_{k=0}^{m-1} b_k(\varepsilon) e^{q(m-k)}.$$

Выражение и будет представлять собой $G_m^*(q, \varepsilon) = K_{\Sigma_{Gm}}^*(q, \varepsilon)$ ДПЛ-изображение G-сплайна. Во временной области соответствует импульсная функция $G_m^*(\mathbf{a}, \bar{t}) \neq 0$ на интервале $\bar{t} \in [0, m]$ (минимальной длительности) и $G_m^*(\mathbf{a}, \bar{t}) \equiv 0$ вне этого интервала. Таким образом, имеем:

$$G_m(\mathbf{a}, \bar{t}) = A(\mathbf{a}_T, h) \cdot \mathbf{D}^{-1} \left\{ e^{-mq} \cdot \sum_{k=0}^{m-1} b_k(\varepsilon) \cdot e^{q(m-k)} \right\}, \quad (10)$$

где \mathbf{D}^{-1} – оператор обратного ДПЛ [9], \mathbf{a} – параметры ПФ в относительном масштабе времени, $\mathbf{a} = \mathbf{a}_T h$. Переменная ε выступает как вещественный параметр, что обуславливает простой переход во временную область к выражению (1).

При подаче на вход импульсной системы последовательности дискретных отсчетов $f[i] = \sum_{\bar{t}=0}^{\infty} f(\bar{t}) \cdot \delta(\bar{t} - i)$ (мгновенных импульсов, модулированных значениями $f(\bar{t})$), изображение выходного сигнала будет иметь вид:

$$sf_{Gm}^*(q, \varepsilon) = G_m^*(q, \varepsilon) \cdot F^*(q, 0) = F^*(q, 0) A^*(\mathbf{a}) \{ b_0(\varepsilon) + e^{-q} b_1(\varepsilon) + \dots + e^{-(m-1)q} b_{m-1}(\varepsilon) \},$$

где $F^*(q, 0) = \mathbf{D}\{f[n]\}$.

Выражение $sf_{Gm}^*(q, \varepsilon)$ дает во временной области сплайн (3) $sf_{Gm}(\bar{t}) = sf_{Gm}[n, \varepsilon]$, где $\bar{t} = n + \varepsilon$. Функция $H(e^{-q})$ может быть учтена во входном дискретном сигнале в виде $X^*(q, 0) = H(e^{-q}) \cdot F^*(q, 0)$.

На рис 3. приведен пример формирования сигналов сплайнами второго порядка $G_{21}(\bar{t})$. Модель ПрНЧ $W_{G21}(\alpha, h, q) = \alpha h (1 - e^{-\alpha})^{-1} \frac{1}{q(q + \alpha)}$, $\alpha = \alpha_T h$.

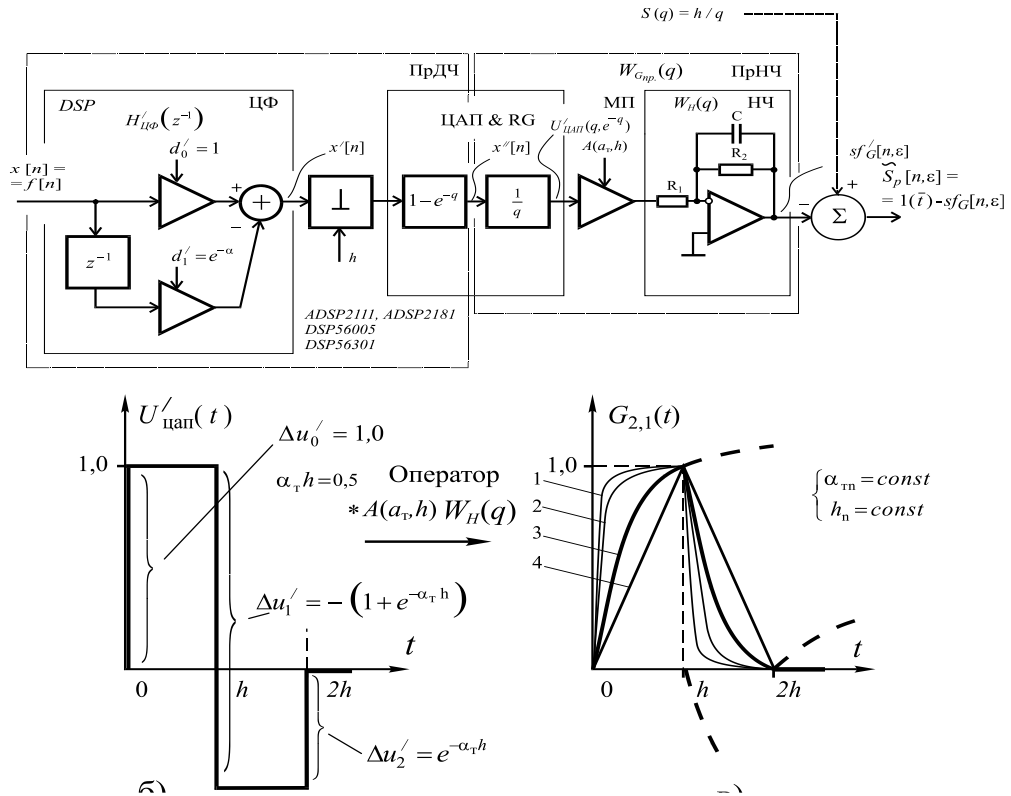


Рис. 3. Модель формирование сигналов на основе финитных сплайнов вида $G_{2,1}(t)$:

$$1. \alpha_t h \rightarrow \infty, \quad 2. \alpha_t h = 5,0, \quad 3. \alpha_t h = 0,5, \quad 4. \alpha_t h \rightarrow 0$$

Гладкое сопряжение кусочных функций $b_k(\varepsilon)$, $k = \overline{0, m-1}$, то есть непрерывность в узлах генерируемой зависимости и ее производных, достигается выбором вида ЛНДУ или соответствующей ему $W_{Гр}(q) = (1/q)W_H(q)$ – ПФ ПрНЧ формирующей цепи. Для исключения в узлах разрывов непрерывности первого рода необходимым условием является: степень полинома в знаменателе ПФ должна быть $m \geq 2+n$, где n – степень полинома в числителе. Для обеспечения непрерывности генерируемой кусочной функции и ее первой производной в узлах должно обеспечиваться условие $m \geq 3+n$ для полиномов ПФ ПрНЧ формирующей цепи и так далее.

Разомкнутая структура удобна с методической точки зрения для анализа. В рамках приведенной модели возможно множество различных технических решений, в том числе замкнутые структуры, при условии, что в результате эквивалентных структурных преобразований [9] может быть получена разомкнутая структура, для которой ПФ приведенных дискретной и непрерывной частей соответствуют исходной модели на рис. 2,а.

Выводы. Экспоненциальные сплайны образуют "естественный" базис аппроксимирующих функций для выделенного класса испытательных сигналов.

Достоинством базиса является возможность генерации в линейных электрических цепях при дискретном синтезе. Очевидно также, что использование реальных, формируемых в электрических цепях сигналов снимает ограничения по точ-

ности на воспроизведение базисных функций из-за конечного в полосе частот коэффициента усиления операционных усилителей схемы формирования сплайнов.

Целесообразно провести исследование погрешности определения параметров электрических цепей при синтезе сигналов сплайнами.

Литература

1. Байда Н.П. Микропроцессорные системы поэлементного диагностирования РЭА / Н.П. Байда, И.В. Кузьмин, В.Т. Шпилевой. – М.: Радио и Связь, 1987. – 256 с.
2. Лихтциндер Б.Я. Автоматизация поэлементного контроля многополюсных электрических цепей // Измерение, контроль, автоматизация. – М., 1983. – Вып. 3(47). – С. 14 - 24.
3. Мартяшин А.И. Основы инвариантного преобразования параметров электрических цепей / А.И. Мартяшин, К.Л. Куликовский, С.К. Куроедов, Л.В. Орлова: Под ред. А.И. Мартяшина. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 216 с.
4. Туз Ю.М. Некоторые особенности контроля параметров электрических цепей по методу нулей и полюсов / Ю.М. Туз, В.П. Осадченко // Структурные методы повышения точности, чувствительности и быстродействия измерительных приборов и систем. Респ. науч.-техн. конф., вып. 1. – Киев, 1985 – С. 127,128.
5. Алберг Дж. Теория сплайнов и ее приложения/ Дж.Алберг., Э.Нильсон, Дж.Уоли. – М.: Мир, 1972. – 320 с.
6. Маккартин Б.Дж. Применение экспоненциальных сплайнов в вычислительной гидродинамике // - Аэрокосмическая техника. – 1984. – № 4 (т. 2), апрель. –С. 13 - 20.
7. Михотин В.Д. Использование сплайнов для восстановления дискретизированных сигналов / В.Д. Михотин, Б.В. Чувыкин // – Измерение, контроль, автоматизация (М), 1982, вып. 3(43). – С. 17 - 24.
8. Shumkov Yu.S. Exponential splines in electric circuits' parameters measuring / Yu.S. Shumkov // Actual problems of Measuring Technique "Measurement-98". Proceeding of the International Conference, 7-10 September, 1998, Kyiv, Ukraine. – Kyiv: NTUU "KPI". – 1998. – pp. 250 - 253.
9. Цыпкин Я.З. Теория линейных импульсных систем. – М.: Физматгиз, 1963. – 968 с.
10. Улахович Д.А. Основы теории линейных электрических цепей – СПб.: БХВ-Петербург, 2009. – 816 с.

УДК 681.518

ТАТАРЧУК О.Д., САМАРЦЕВ Ю.М.

НАУКОВО-ДОСЛІДНА ВИМІРЮВАЛЬНА СИСТЕМА ДЛЯ ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ КЛІМАТИЧНИХ ПАРАМЕТРІВ НА ЯКІСТЬ РОСЛИН

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна,
oleksandr.tatarchuk@gmail.com

Постановка проблеми. При вирощуванні різних видів рослин у тепличних господарствах виникає необхідність визначення впливу кліматичних параметрів, а саме температури та відносної вологості повітря, на якісні показники продукції рослинництва. Важливим завданням є перевірка гіпотези про те, що при однакових кліматичних умовах декілька тепличних господарств матимуть однакові якісні показники продукції. Для цього необхідно розробити модель експерименту та перевірити її на адекватність.

Аналіз останніх досягнень та публікацій. Відома система вимірювання параметрів мікроклімату для теплиць, призначена для вимірювання температури, во-

логості та освітленості в теплицях [1]. Система складається з електронного блоку з автономним живленням, до якого під'єднані сенсори. Електронний блок перетворює електричні сигнали від сенсорів, в одиниці вимірювання відповідних фізичних величин. Результати вимірювань відображаються на рідкокристалічному дисплеї у цифровому вигляді. Недоліком наведеної системи є відсутність інтерфейсу для обміну вимірювальною інформацією, що унеможливило збереження та обробку експериментальних даних.

Іншим рішенням є інформаційно-вимірювальна система для управління параметрами мікроклімату тепличного господарства [2]. Особливістю системи є інформаційна модель відновлюваного середовища, яка дозволяє динамічно регулювати параметри мікроклімату в залежності від потреб рослин у різні періоди їх росту та незалежно від природних умов. Інформаційна модель виділяє коло параметрів, які найбільше впливають на врожайність рослин та забезпечення їх продуктивних або споживчих характеристик. Наведена система потребує зміни моделі експерименту та вдосконалення технічних засобів отримання і обробки вимірювальної інформації.

Формулювання мети доповіді. Науково-дослідна вимірювальна система для дослідження впливу кліматичних параметрів на якість рослин має забезпечувати збір експериментальних даних із сенсорів, передачу їх на сервер, збереження у базі даних та подальшу статистичну обробку. Для встановлення відповідності між кліматичними параметрами та параметрами розвитку рослин має бути забезпечена можливість введення до системи таких параметрів та їх значень з урахуванням дати і часу.

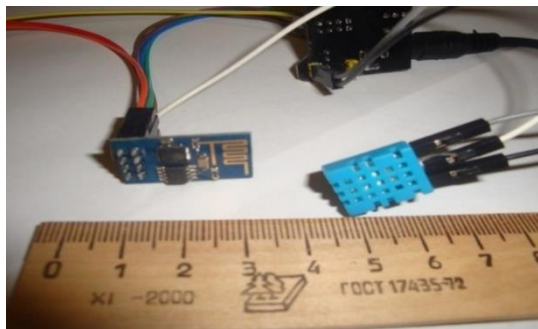


Рис. 1. Макет з використанням DHT11 та ESP8266

Викладення основного матеріалу. Для збору експериментальних даних використовуються комбіновані напівпровідникові сенсори температури та відносної вологості повітря DHT11, які мають невеликі габаритні розміри, забезпечують достатньо високу швидкодію і прийнятну точність отриманих результатів. Кожен окремий сенсор під'єднаний до модуля бездротового зв'язку Wi-Fi ESP8266 через інтерфейс вводу-виводу загального призначення. Ці модулі мають у своєму складі мікроконтролер, який керує отриманням вимірювальної інформації з сенсора, та мережевий адаптер стандарту IEEE 802.11 (Wi-Fi), який забезпечує передачу вимірювальної інформації протоколами обчислювальних мереж. Серед інших особливостей ESP8266 також слід виділити низьке енергоспоживання (1 мА у режимі

підтримки сеансу зв'язку) та орієнтованість на міжмашинну взаємодію «Інтернет речей» (Internet of Things, IoT). Макет з'єднання DHT11 та ESP8266 показаний на рис. 1.

Для збору даних використовується веб-сервер, побудований за принципами REST API. Такий принцип побудови дозволяє однозначно визначити, з якого саме об'єкту отримано інформацію через використання простору імен та параметрів ідентифікації. Сервер розроблений з використанням технології JAX-RS платформи Java EE, його робота забезпечується сервером застосунків Wildfly.

Інформація зберігається у реляційній системі керування базами даних Oracle 11g. Також програмне забезпечення серверу дозволяє проводити статистичну обробку експериментальних даних для створення моделей розвитку рослин та впливу мікроклімату на їх якість.

Висновки. Дана вимірювальна система може бути застосована як у дослідних тепличних господарствах, так і для проведення експериментальних досліджень у діючих господарствах для підвищення ефективності їх діяльності.

Література

1. Кучерява О.В. Система вимірювання параметрів мікроклімату для теплиць // Зб. тез доп. наук. – техніч. конф. викладачів, науковців, аспірантів, студентів факультету авіаційних та космічних систем, 26-28 травня 2014 року, м. Київ, НТУУ «КПІ». - 2014. – С. 249-251.

2. Третьак О.О. Інформаційно-вимірювальна система для управління параметрами мікроклімату тепличного господарства / Третьак О.О., Самарцев Ю.М. // Гіротехнології та конструювання літальних апаратів: Тези доп. XVIII наук.-техн. конф. студ. та молодих учених. – К.: ІВЦ “Видавниц. «Політехніка»”, 2015. – С. 49-50.

УДК 006.91

ТУЗ Ю.М., КОЗИР О.В., ЧЕРВОНА Т.В.

ІДЕНТИФІКАЦІЯ ДИНАМІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ТЕРМОПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна, e-mail: tuz@aer.ntu-kpi.kiev.ua

Постановка проблеми. Вимірювання температури в динамічному режимі має ключове значення в багатьох галузях науки і техніки. В особливості лазерна обробка матеріалів, дослідження і контроль процесів горіння та детонації та ін. потребують проведення даних вимірювань.

За температуру досліджуваного об'єкту приймається температура чутливого елемента термоперетворювача при умові, що сигнал на його виході досяг усталеного значення, тобто чутливий елемент термоперетворювача перебуває в стані динамічної рівноваги з досліджуваним об'єктом. При зменшенні часу тривалості теплового імпульсу або збільшенні швидкості зміни температури об'єкту сигнал на виході термоперетворювача не встигає досягти усталеного значення, внаслідок теплової інерції термоперетворювача. Це зумовлює виникнення динамічної похибки вимірювання температури. Для усунення похибки зменшують масо-габаритні параметри чутливого елемента термоперетворювача або підбирають матеріал із

прийнятними значеннями фізичних параметрів (теплоємність, теплопровідність та ін.). Проте вимірювання високо температурних нестационарних процесів, які супроводжуються наявністю агресивного середовища та великих значень тиску, накладають обмеження на конструктивні параметри термоперетворювача. Через що, в більшості випадків доводиться проводити вимірювання нестационарних температур термоперетворювачами в перехідному режимі.

Для компенсації динамічної похибки потрібно мати данні про динамічні характеристики термоперетворювачів. Тому проведення ідентифікації динамічних характеристик термоперетворювачів має вирішальне значення при вимірюванні високотемпературних нестационарних процесів.

Аналіз останніх досягнень та публікацій. Існує декілька методів ідентифікації динамічних характеристик термоперетворювачів, які відрізняються за формою сигналу на вході термоперетворювача. Найбільш поширеним методом є визначення реакції термоперетворювача на ступінчасту зміну температури. Даний метод можна реалізувати за рахунок внутрішнього розігріву чутливого елемента термоперетворювача. В [1] запропоновано розігрів здійснювати змінним, а в [2-3] постійним струмом з наступною реєстрацією електрорушійної сили після вимикання струму. В подальшому на основі спадної перехідної характеристики визначається стала часу термоперетворювача, модель якої представляється у вигляді аперіодичної ланки першого порядку. При аналізі тільки спадної перехідної характеристики при знеструмленому термоперетворювачі виключається вплив термоелектричних ефектів (Пельт'є, Томсона) при розігріві постійним струмом, змінної складової на змінному струмі, що є перевагами цих методів. Динамічні характеристики термоперетворювачів відрізняються при спаді температури і при її наростанні. Тому описані методи дають неповний опис динамічних характеристик.

Різновидом описаних вище методів є використання радіоімпульсу струму для створення ступінчастого тестового впливу [4]. Проте цей метод може бути застосований не до всіх видів термоперетворювачів.

Іншим підходом до створення ступінчастого тестового впливу є використання зовнішніх теплових джерел. Так звані випробування із зануренням, полягають в зануренні термоперетворювача із повітря в потік рідини [1,5], або почергове омивання чутливого елемента спочатку холодною, а потім гарячою рідиною [6]. Іншим варіантом є використання газових потоків різної температури з стрибкоподібним переміщенням термоперетворювача з одного шару в інший [7]. Незважаючи на те що ці способи відносяться до прямих і дозволяють наблизитись до реальних умов вимірювання, їх застосування пов'язане з труднощами конструктивного характеру та в створенні стрибкоподібного впливу на термоперетворювач. Також ці способи обмежені по амплітуді і часу наростання імпульсу температури, тому вони не можуть бути використані для високотемпературних швидкодійних термоперетворювачів.

Окремо можна виділити метод ідентифікації динамічних характеристик з використанням лазерного випромінювання. В [8] запропоновано використання постій-

ного лазерного випромінювання для визначення постійної часу термопари з паралельною реєстрацією розігріву термопари інфрачервоним детектором, для нормування даних термопари. Проте отримані авторами результати свідчать про те, що сигнал на виході термопари не досяг усталеного значення, тому наведені в [8] результати містять методичні похибки.

Мета статті. Оскільки когерентне оптичне випромінювання має керовані значення потужності і тривалості дії на об'єкт дослідження, а також враховуючи, що фронт наростання потужності на декілька порядків перевищує постійну часу більшості промислових термоперетворювачів, то використання цього методу є практично найбільш вигідними в порівнянні з попередніми методами. Виходячи з цього метою даної статті є вдосконалення методу ідентифікації динамічних характеристик термоперетворювачів з використанням лазерного випромінювання.

Виклад основного матеріалу. В даній статті приведено: теоретичні основи запропонованого методу ідентифікації динамічних характеристик термоперетворювачів, на основі яких був створений вимірювальний стенд з використанням вимірювальних модулів компанії National Instruments, відповідне програмне забезпечення для керування вимірюваннями, написане на мові LabVIEW, результати проведених експериментальних досліджень.

1. Теоретичні основи методу. В найпростішому випадку вимірювання температури, рівняння теплової рівноваги термоперетворювача, враховуючи тільки конвективний теплообмін, можна записати [3]:

$$\tau \frac{dT_u}{dt} + T_u = T_\infty \quad (1)$$

де T_∞ - температура середовища; T_u - температура чутливого елемента термоперетворювача; τ - постійна часу термоперетворювача. Постійну часу в свою чергу можна записати у вигляді фізичних параметрів чутливого елемента термоперетворювача [3]:

$$\tau = \frac{\rho V c}{hA}, \quad (2)$$

де ρ - густина; V - об'єм; c - питома теплоємність; h - коефіцієнт конвективного теплообміну і A - контактна площа поверхні чутливого елемента. Оскільки чутливий елемент термопарних термоперетворювачів в більшості випадків утворений із сплавів різних металів, точні фізичні параметри яких невідомі, то із рівняння (2) не можливо визначити постійну часу термоперетворювача. Також неможливо визначити постійну часу використовуючи рівняння (1), оскільки дійсна температура середовища T_∞ залишається невідомою.

Серед динамічних характеристик, таких як диференціальні рівняння, амплітудо- і фазо-частотних, перехідних та імпульсно перехідних характеристик, найбільш придатними при експериментальних випробувань термоперетворювачів є передавальна функція:

$$W(p) = \frac{E(p)}{T(p)}, \quad (3)$$

де в операторній формі і за нульових початкових умов представлено: $W(p)$ - передавальна функція термоперетворювача; $E(p)$ - вихідний сигнал – термоелектро-рушійна сила (термоЕРС); $T(p)$ - вхідний сигнал – температура. Оскільки процес теплообміну термоперетворювача можна описати диференціальним рівнянням з постійними коефіцієнтами, то передавальна функція (3) являє собою дрібно раціональну функцію параметра p :

$$W(p) = \frac{b_m p^m + b_{m-1} p^{m-1} + \dots + b_1 p + b_0}{a_n p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_1 p + a_0},$$

при умові, що показники поліномів чисельника і знаменника задовольняють нерівність $m < n$.

Для знаходження передавальної функції термоперетворювача скористаємося методом перехідних функцій. Згідно з цим методом експериментально встановлюють зміну вихідного сигналу термоперетворювача (термоЕРС) в часі, при ступінчатій зміні вхідного сигналу – температури. Отримана залежність термоЕРС від часу є перехідною функцією термоперетворювача.

Апроксимація отриманої перехідної характеристики проводиться з використанням методу найменших квадратів, як найбільш універсального і гнучкого підходу у випадку сильно зашумлених сигналів. Апроксимуюча функція підібрана виходячи із суті фізичного процесу та простоти математичних розрахунків. Реакцію термоперетворювача на одиничний стрибок можна описати сумою експонент вигляду:

$$E(t) = c_0 - \sum_{i=1}^n c_i e^{-\frac{t}{\tau_i}}, \quad (4)$$

де c_i і τ_i - невідомі коефіцієнти, які знаходяться з використанням методу найменших квадратів; $c_0 = E_0$ - значення термоЕРС термоперетворювача в усталеному режимі.

Використовуючи перетворення Лапласа знаходимо операторну форму вхідного впливу і перехідної характеристики:

$$T(p) = \frac{T_0}{p}, \quad E(p) = \frac{c_0}{p} - \sum_{i=1}^n \frac{c_i \tau_i}{\tau_i p + 1}.$$

Виконавши серію перетворень [9], з урахуванням початкових умов, отримаємо передавальну функцію термоперетворювача на основі експериментальної перехідної характеристики:

$$W(p) = \frac{k}{\prod_{i=1}^n (\tau_i p + 1)}, \text{ де } k = \frac{C_0}{T_0} = \frac{E_0}{T_0} \quad (5)$$



Рис. 1. Схема експериментального стенду. 1 – генератор оптичного випромінювання; 2 – блок живлення; 3 – формувач тривалості лазерного імпульсу; 4 – фільтр нижніх частот; 5 – підсилювач; 6 – модуль збору даних NI-9205 [10]; 7 – ПК

Експериментальні дослідження. Для підтвердження теоретичних розрахунків був створений експериментальний стенд (рис. 1-2).

Для досліджень була використана термопара типу С (вольфрам/реній-5, вольфрам/реній-26), з діапазоном температури – 0 – 2320 °С. На рис. 3 наведено одну з реалізацій перехідної характеристики термопари в нормованому вигляді.



Рис. 2. Експериментальний стенд

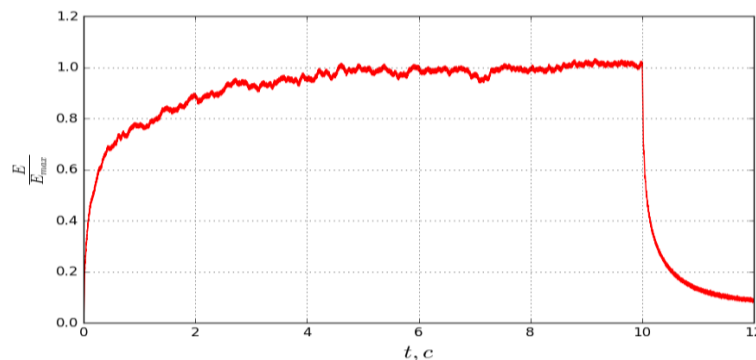


Рис. 3. Нормована перехідна характеристика термопари типу С

Використовуючи мову програмування Python [11] та створені на її основі програмні модулі для наукових розрахунків та візуалізації: SciPy [12], NumPy [13], Matplotlib [14] була проведена нелінійна апроксимація отриманих даних відповідно до методу викладеного вище.

Отримана модель перехідної характеристики термопари, при тривалості вхідного сигналу 10 с:
$$E(t) = E_0 \cdot \left(1 - 0,418e^{-\frac{t}{1,630}} - 0,393e^{-\frac{t}{0,136}} - 0,283e^{-\frac{t}{0,012}} + 0,094e^{-\frac{t}{0,004}} \right)$$

Підставляючи значення τ в рівняння (5) і прийнявши $k=1$ отримаємо передавальну функцію термопари типу С:
$$W(p) = \frac{1}{(1,630p+1)(0,136p+1)(0,012p+1)(0,004p+1)}$$

Висновки. Запропонований в даній статті метод має практичне значення при ідентифікації динамічних характеристик термоперетворювачів різних типів, в широкому діапазоні температур і значень постійних часу термоперетворювачів. Отримані перехідні характеристики містять всю необхідну інформацію для ідентифікації динамічних характеристик термоперетворювачів. Моделі передавальних функцій, отримані даним методом, можна використати для вирішення зворотної задачі вимірювання – знаходження поточної температури вхідного імпульсу за поточним значенням вихідної термоЕРС в перехідному режимі. Даний метод дозволяє підвищити точність вимірювання швидкозмінних високотемпературних процесів.

Література

1. Hashemian H. M. *Maintenance of process instrumentation in nuclear power plants* – Springer, 2006. – 308 p.
2. Ідентифікація статичних та динамічних характеристик термоперетворювачів : автореф. дис ... канд. техн. наук : 05.11.04 / В.П. Столярчук . – Львів : Б.в., 2012 . – 19 с.
3. Park S.J. A new method in varying flow Experiments in Fluids for measuring time constants of a thermocouple wire states / S.J. Park, S.T. Ro // *Experiments in Fluids*. – 1996, - № 21. – P. 380-386.
4. Туз Ю.М. Автоматизированная система идентификации динамических параметров термомпар / Ю.М. Туз, О.В. Козырь, А.В. Порхун // «Инженерные и научные приложения на базе технологий NI NIDays-2015»: Сб. тр. XIV междунар. науч.-практич. конф., Москва 27 ноября 2015 г. – М.: ДМК-пресс, 2015. С. 237-239.
5. ГОСТ Р МЭК 62385-2012. Атомные станции. Контроль и управление, важные для безопасности. Методы оценки рабочих характеристик измерительных каналов систем безопасности. – Введен 2013-06-01. – М: Стандартинформ, 2013. – С. 28.
6. А.с. 909592 СССР, МКИЗ G 01 K15/00. Устройство для определения динамических и статических характеристик непогружаемых термоприемников/ В.Т. Стадник, Е.И. Фандеев, Г.А. Луцаев (СССР). - № 2970522/18 10; заявл. 30.07.80; опубл. 28.02.82, Бюл. № 8. - 4 с.
7. Пат. 95326 UA, МПК G01P 21/00 (2015.01) Спосіб прямого визначення динамічних характеристик термоперетворювачів/ Болонів М. І., Чупіс Д. А., Кузнецов Д. М. ; заявник Донецький націон. ун-ет. - № и 2014 05589 ; заявл. 26.05.2014 ; опубл. 25.12.2014, Бюл. № 24, 2014.
8. Research on measuring time constant of NANMAC thermocouple / Feng Hao [et al.] / *Journal of Measurement Science and Instrumentation*. – China: 2014. – 5(4). – P. 1-4.

9. Балакирев В.С. и др. Экспериментальное определение динамических характеристик промышленных объектов управления. – М.: «Энергия», 1967. – 232 с.

10. www.ni.com

11. www.python.org

Jones E, Oliphant E, Peterson P, et al. SciPy: Open Source Scientific Tools for Python, 2001-, <http://www.scipy.org/> [Online; accessed 2016-05-10]

12. Stéfan van der Walt, S. Chris Colbert and Gaël Varoquaux. The NumPy Array: A Structure for Efficient Numerical Computation, *Computing in Science & Engineering*, 13, 22-30 (2011), DOI:10.1109/MCSE.2011.37

13. John D. Hunter. Matplotlib: A 2D Graphics Environment, *Computing in Science & Engineering*, 9, 90-95 (2007), DOI:10.1109/MCSE.2007.55

УДК 621.3.088.6

ЦИГАНОВ А.Л., КОКОТЕНКО Б.В.

КОРЕКЦІЯ РЕЗУЛЬТАТУ БАГАТОКАНАЛЬНИХ ВИМІРЮВАНЬ ІНТЕГРальНИХ ЗНАЧЕНЬ ЗА ДОПОМОГОЮ ІНТЕРПОЛЯЦІЇ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», м. Київ, Україна, e-mail: bogdan.kokotenko@aer.ntu-kpi.kiev.ua

Актуальність. Вимірювання інтегральних значень фізичних величин є найпоширенішим видом вимірювань. Найчастіше розглядають саме одноканальні вимірювання, для яких розроблена велика кількість методів та засобів, що забезпечують отримання результату з мінімальною похибкою [1]. Однак переважна більшість технологічних процесів та експериментальних досліджень передбачають моніторинг великої кількості різноманітних параметрів. Тому виконання багатоканальних вимірювань є ще більш важливою задачею.

Постановка проблеми. Реалізація багатоканальних вимірювань найчастіше розглядається як сукупність окремих одноканальних вимірювань. Однак, якщо вимірювані величини взаємопов'язані між собою, то виникає задача фіксації вимірювання в однакові моменти часу (синхронно). Прикладом є вимірювання активної потужності (передбачає фіксацію струму та напруги), векторні вимірювання прискорення, кутової швидкості, магнітного поля (одночасно фіксуються три проєкції на відповідні координатні осі) та інші.

Оскільки всі сучасні вимірювальні пристрої передбачають перетворення сигналів за допомогою АЦП та їх подальшу цифрову обробку, то багатоканальні вимірювання найчастіше виконують по двом схемам (рис. 1).

Перша схема (рис. 1, а) передбачає використання кількох окремих АЦП, які виконують перетворення вхідних сигналів по кожному каналу в однакові моменти часу, що задаються спільним тактовим генератором (ГТГ). Перевагою такої схеми є висока швидкодія. Однак така схема має велику збитковість. Друга схема (рис. 1, б) передбачає використання одного АЦП з мультиплексором (MUX) на вході. Така схема виконує послідовне перетворення сигналів кожного каналу. Для забезпечення синхронності вимірювання найчастіше використовується пристрій вибірки-зберігання (ПВЗ) встановлений перед мультиплексором. Очевидно, що друга схема має меншу збитковість, але і меншу швидкодію. Остання схема є

найпоширенішою. Переважна більшість виробників мікросхем інтегрують її безпосередньо в мікроконтролер, а ПВЗ, як правило, використовують зовнішній.

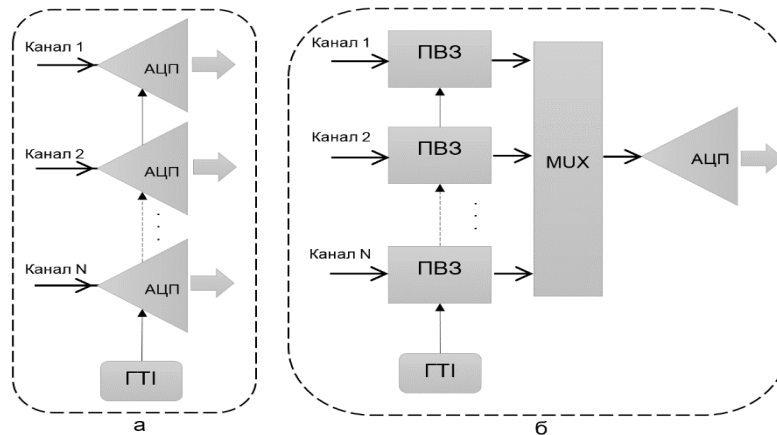


Рис. 1. Реалізація багатоканальних вимірювань по паралельній (а) та послідовній (б) схемі

В даному дослідженні розглядається можливість оптимізації останньої схеми (рис. 1, б) шляхом усунення ПВЗ та його заміна запропонованим алгоритмом цифрової обробки.

Наукова новизна. При відсутності в схемі ПВЗ між вибірками сигналів виникає часовий зсув. Для двох каналів, перетворення яких виконується послідовно, зсув в часі буде $t_{\text{offset}} = \Delta t_{\text{min}}/n$, де t_{offset} дорівнює часу перетворення АЦП; n – кількість вимірюваних каналів; Δt_{min} – мінімальний період дискретизації для окремого каналу.

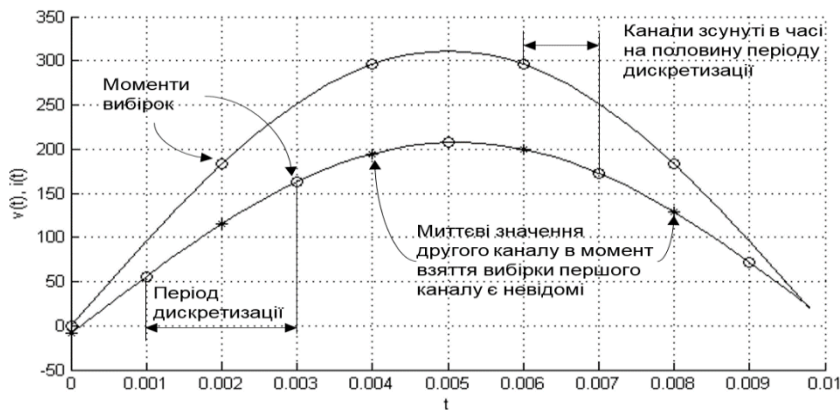


Рис. 2. Вибірка двох сигналів, що виконана одним АЦП за допомогою мультиплексування каналів

Для ілюстрації результату вимірювання без ПВЗ на рис. 2 наведені вибірки двох сигналів, для яких вибрана максимальна частота дискретизації. В такому разі часовий зсув між каналами дорівнює половині мінімального періоду дискретизації АЦП. Якщо не враховувати даний зсув, то він проявляється у вигляді фазового зсуву між двома сигналами, що викликає велику похибку при обробці вибірок. І навіть якщо врахувати даний часовий зсув, то все одно подальша обробка сигналів суттєво ускладнюється, оскільки вони не мають спільної часової сітки. Тому

важливо розробити алгоритм, який дозволив би врахувати такий зсув в часі і скорегував викликану ним похибку.

Найпростішим вирішенням такої задачі є інтерполяція двох сигналів в одній часовій сітці. Головною умовою для застосування такого підходу є виконання умови теореми Котельникова [2], тобто період дискретизації сигналу має бути хоча б в два рази менший за період самого сигналу: $\Delta t \leq T/2$. Тоді вхідний сигнал може бути відновлений за допомогою інтерполяційного ряду [3,4]:

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} x(k \cdot \Delta t) \cdot \text{sinc}\left(\pi\left(\frac{t}{\Delta t} - k\right)\right) \approx \sum_{k=0}^{M-1} x_k \cdot \text{sinc}\left(\pi\left(\frac{t}{\Delta t} - k\right)\right), \quad (1)$$

де $\text{sinc}(x) = \text{sinc}(\pi x) / \pi x$ – sinc-функція. Незважаючи на відсутність на вході ПВЗ, завдяки відновленню сигналу другого каналу в моменти вибірок для першого каналу можна виконувати їх подальшу спільну цифрову обробку. Похибка зумовлена інтерполяцією сигналу, як правило, значно менша за решту складових похибки (похибка квантування, нелінійності АЦП).

Дослідження ефективності інтерполяції для корекції часового зсуву варто виконувати на моделі реального багатоканального сигналу. Для прикладу розглянуто вимірювання активної потужності. При цьому виконується вимірювання двох сигналів: миттєві значення напруги $u(t)$ та струму $i(t)$ за період вхідних сигналів T . Тоді активна потужність обчислюється за формулою:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) \cdot i(t) dt \approx \frac{1}{M} \sum_{j=0}^{M-1} u(j \cdot \Delta t) \cdot i(j \cdot \Delta t) = \frac{1}{M} \sum_{j=0}^{M-1} u_j \cdot i_j, \quad (2)$$

де $T = \Delta t \cdot M$ – період сигналів; M – кількість вибірок за період; Δt – період (крок) дискретизації.

При відсутності ПВЗ для другого каналу (хай то буде струм) моменти вибірок будуть зсунуті на t_{offset} , що викликає методичну похибку вимірювання ΔP_{offset} :

$$P = \frac{1}{M} \sum_{j=0}^{M-1} [u(j \cdot \Delta t) \cdot i(j \cdot \Delta t + t_{\text{offset}})] + \Delta P_{\text{offset}}. \quad (3)$$

Застосувавши інтерполяційну формулу (1) для миттєвих значень струму методичну похибку викликану часовим зсувом можна скорегувати:

$$P \approx \frac{1}{M} \sum_{j=0}^{M-1} \left[u(j \cdot \Delta t) \cdot \sum_{k=0}^{M-1} i(j \cdot \Delta t + t_{\text{offset}}) \cdot \text{sinc}(\pi(j-k)) \right] = \frac{1}{M} \sum_{j=0}^{M-1} \left[u_j \cdot \sum_{k=0}^{M-1} i_k \cdot \text{sinc}(\pi(j-k)) \right]. \quad (4)$$

Практична значимість. Для перевірки ефективності запропонованого алгоритму корекції похибки, що викликана часовим зсувом, в програмному середовищі MATLAB створено математичну модель, що враховує вхідні струм напругу та комплексне навантаження, а також дозволяє досліджувати активну та реактивну потужності. В процесі моделювання з'ясовано, що найбільша похибка виникає при переважанні реактивної потужності над активною, тобто при $\cos \varphi \rightarrow 0$. На рис. 3 наведені залежності відносної похибки активної потужності δP від φ з корекцією та без корекції методичної складової похибки ΔP_{offset} .

З графіків видно, що формула (4) дає хороший результат. Наприклад при $\varphi = \pi/4$ часовий зсув зумовлює відносну похибку вимірювання потужності 16,9 %. А після корекції похибка становить лише 0,003%.

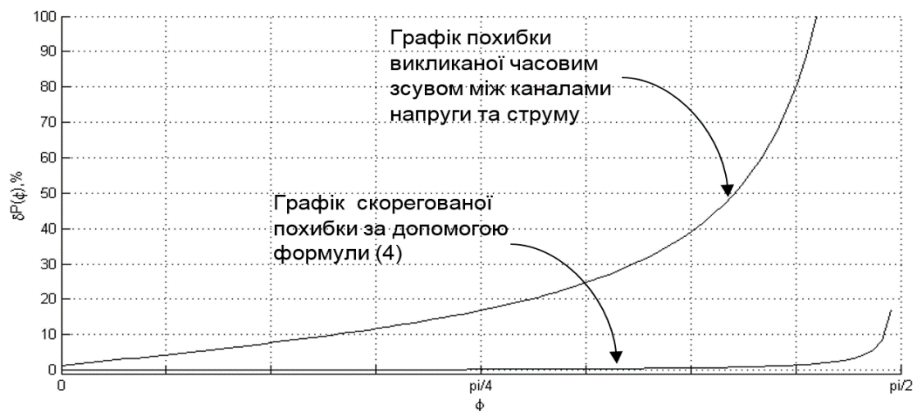


Рис. 3. Графік похибки визначення активної потужності

Висновки. В рамках даного дослідження розглянута можливість синхронізації багатоканальних вимірювань без використання пристрою вибірки-зберігання. Створена модель підтверджує ефективність даного методу. Запропонований алгоритм корекції похибки викликаній часовим зсувом може бути використаний при розробці вимірювачів активної потужності. Усунення необхідності ПВЗ може суттєво зменшити габарити друкованої плати та загальну вартість виготовлення вимірювального пристрою.

Література

Орнатский П.П. “Автоматические измерения и приборы (аналоговые и цифровые)” // Вища шк. Головное изд-во, 504 с., 1986

E. Shrüfer “Signal verarbeitung” (Обработка сигналов) // Carl Hanser Verlag, München Wien, 1990

Tuz Ju.M. “Integral characteristics based on digital signal processing” // Conference on actual problems of measurement technique MEASUREMENT-98, September 1998

Кокотенко Б.В., Туз Ю.М. Корекція результату вимірювання діючого значення сигналу за допомогою апроксимуючої вагової функції // Всеукраїнська наук.-техн. конф. “TechnicalUsingofMeasurement –2015”, Славське, лютий 2015

УДК 681.518.3

ЧЕРНЯВСЬКИЙ А.Л., БОГОМАЗОВ С.А.

ОРГАНІЗАЦІЯ ВІРТУАЛЬНИХ ІР-МОДУЛІВ ЗБОРУ ДАНИХ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», м. Київ, Україна, chernyav.a@gmail.com

Постановка проблеми. Характерною особливістю багатьох складних технічних об’єктів є розподілення на функціональні частини, що базується на виділенні окремої технологічної задачі або пов’язаних задач в єдиний вузол, що має певну автономність. Інтенсивність його інформаційної взаємодії з іншими вузлами суттєво нижча, ніж внутрішня. Тому для створення систем контролю, керування, випробувань складних об’єктів доцільно використовувати розподілені системи, що не мають централізованих обробляючих пристроїв. При цьому система будується у

вигляді мережі автономних вимірювальних модулів, кожен з яких обслуговує свій функціональний вузол. Важливість розробки модулів збору даних для мереж на основі стеку протоколів TCP/IP обумовлена значним поширенням таких локальних та глобальних мереж, що відкриває перед користувачами великі можливості для розгортання, масштабування та віддаленого керування модулями збору даних.

Аналіз досягнень. Використання стандартних протоколів промислових мереж хоч і зменшує вартість апаратного забезпечення, однак значно ускладнює роботу з великою кількістю пристроїв, які знаходяться на великій відстані від клієнта та один від одного. Вкрай зручним при організації обміну інформації було б використання глобальної мережі Інтернет, що вирішує проблему підключення віддалених пристроїв до мережі, а також дозволяє використовувати для обміну інформацією практично будь-який пристрій, який підключено до мережі. Використання протоколу IP для організації доступу до модулів збору даних значно полегшує інтеграцію модулів в Інтернет-середовище. Отже, забезпечення функціонування модулів збору даних в мережах TCP/IP є важливою частиною сучасного процесу підвищення ефективності виробництва. Сучасна система збору даних в мережі TCP/IP повинна використовувати якомога менше обчислювальних ресурсів, створювати невелике навантаження на мережу, швидко розгортатись та легко конфігуруватись. Використання багатозадачних операційних систем в програмному забезпеченні систем збору даних обумовлено необхідністю в програмно-апаратних рішеннях, які надавали б можливість об'єднати в одному пристрої функції декількох модулів і дозволяли гнучко змінювати їх конфігурацію.

Мета доповіді. Метою розробки було створення мікроконтролерних мережевих вимірювальних модулів для збору та обробки експериментальної інформації з можливістю виконання одним фізичним модулем функцій кількох віртуальних модулів в режимі розподілу часу на основі операційної системи реального часу, підтримкою спеціалізованого Web-протоколу CoAP, Web-сервісу CoRE та систем віддаленого збору вимірювальної інформації на їх основі.

Викладення основного матеріалу. Модулі збору даних були реалізовані на базі мікроконтролера Stellaris lm3s9b95 (Texas Instruments). Модулі підтримують реалізацію декількох віртуальних пристроїв фірми ICP DAS – I-7050, I-7017, I-7080[1]. Прийом та передача даних пристроїв відбувається через інтерфейс Ethernet. Кількість віртуальних модулів обмежена лише кількістю наявних периферійних пристроїв мікроконтролера. Можливості мікроконтролера lm3s9b95 дозволили реалізувати модуль дискретного вводу-виводу, модуль аналогового вводу, а також модуль лічильника-таймера. Віртуальні модулі мають унікальну адресу, яка забезпечує незалежну роботу кожного з них, а також власний перелік команд, який при необхідності можна легко модифікувати.

При розробці програмного забезпечення було використано операційну систему реального часу FreeRTOS, за допомогою якої було забезпечено багатозадачне середовище для віртуальних модулів. Кожен віртуальний модуль реалізовано як окрему задачу в середовищі операційної системи FreeRTOS. Користувачу надається

можливість гнучкого програмного конфігурування вимірювальних каналів віртуальних модулів для їх функціонування в багатозадачному середовищі в режимі розподілу часу. Конфігурування виконується за допомогою спеціалізованого Web-сервісу CoRE (Constrained RESTful Environments), що забезпечило міжплатформену сумісність протоколу конфігурування. На рис. 1 наведено структурну схему модуля збору даних.

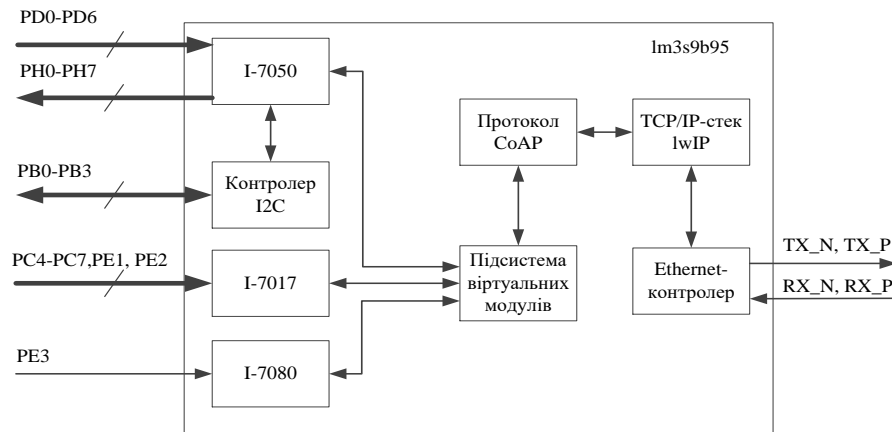


Рис. 1. Структурна схема модуля збору даних

Для реалізації повноцінної роботи в мережі TCP/IP використовується легковісний TCP/IP-стек lwIP. Для прийому-передачі даних на прикладному рівні мережевої моделі використовується програмний протокол CoAP (Constrained Application Protocol). Це програмний протокол прикладного рівня, призначений для використання у пристроях Інтернету речей - IoT (Internet of Things) і дозволяє їм обмінюватися інформацією в інтерактивному режимі, використовуючи мережу Інтернет. CoAP створено за структурою HTTP протоколу, в той же час цей протокол суттєво простіший у реалізації та має дуже малі накладні витрати. Протокол реалізовано на основі транспортного протоколу UDP, використання якого, на відміну від рішень на основі протоколу TCP, значно зменшує навантаження як на мережу, так і на обчислювальні потужності пристрою завдяки меншому розміру пакетів і відсутності обов'язкової перевірки пакетів даних на цілісність. Перевірка даних реалізована в прикладному протоколі обміну повідомленнями для модулів. Завдяки підтримці архітектурного стилю Constrained RESTful Environments (CoRE), який являє собою спеціалізований варіант популярного стилю Representational State Transfer (REST), протокол дозволяє значно спростити написання програмного забезпечення для обробки повідомлень [2].

Протокол CoAP підтримує груповий обмін повідомленнями між модулями за допомогою технології IP Multicast. Так як використання IP Multicast неможливе в мережі Інтернет, для реалізації групового обміну повідомленнями з використанням типу передачі Unicast було створено окремі логічні компоненти – каталог ресурсів та диспетчер об'єктів. Основною функцією диспетчера об'єктів є приймання запитів від клієнта для їх подальшої відправки на всі відомі пристрої. Каталог ресурсів використовується для перевірки наявності ресурсів на відомих моду-

лях збору даних. Логічне та фізичне місцезнаходження диспетчера об'єктів може бути довільним і залежить від розмірів та топології мережі. Наприклад, у випадку, якщо більшість модулів збору даних знаходяться в одній віддаленій підмережі, диспетчер об'єктів найкраще організувати в шлюзі мережі. При розподіленому-розміщенні модулів доцільним буде реалізація диспетчера ресурсів безпосередньо на клієнтському пристрої. В деяких випадках можливо використовувати декілька диспетчерів для підвищення надійності і спрощення масштабування[3]. На рис. 2 наведено варіант логічної схеми реалізації групового обміну повідомленнями.

Для забезпечення стандартизованого обміну інформацією між модулями використовується символічний командний протокол DCON. Модулі мають унікальну адресу, яка забезпечує незалежну роботу з кожним модулем, а також власний перелік команд. Розглянемо випадок отримання вимірювальних даних з декількох віддалених фізичних пристроїв, в яких реалізовано віртуальні пристрої дискретного вводу-виводу I-7050. У таблиці 1 наведено перелік стандартних команд для віртуального модуля дискретного вводу-виводу I-7050 [4].

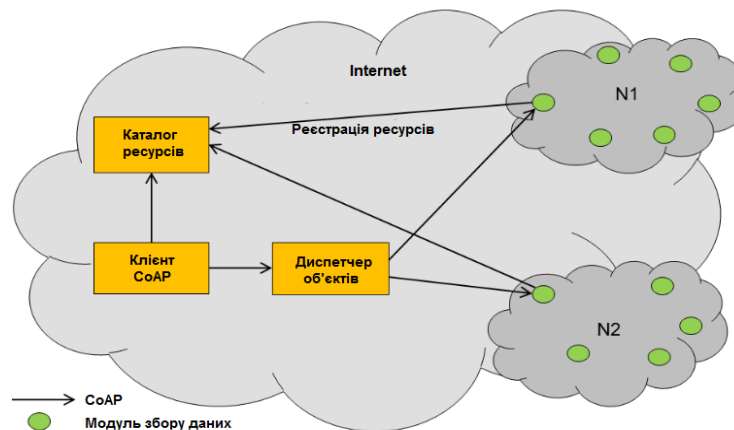


Рис. 2. Логічна схема реалізації групового обміну повідомленнями в глобальній мережі Інтернет

Таблиця 1. Перелік команд віртуального модуля I-7050

Опис команди	Команда	Відповідь
Конфігурування модуля	%AANN40CCFF	!AA
Дискретний вихід	#AABBDD	>
Запит назви	\$AAM	!AA(Data)
Запит конфігурації	\$AA2	!AATCCFF
Синхронізація вибірки	#**	немає
Запит синхронізованих даних	\$AA4	!S(Data)
Запит стану каналів	\$AA6	!(Data)
Дискретний вхід	@AA	>(Data)

Для синхронізації вибірки всіх зареєстрованих модулів збору даних клієнт формує команду “#**” і за допомогою безпосередньо CoAP-клієнта або клієнтської програми відправляє CoAP-запит на адресу coar://[EP]/, де [EP] – IP-адреса диспетчера ресурсів. Диспетчер ресурсів в свою чергу відправляє отриманий запит на всі існуючі модулі. Далі користувач відправляє команду отримання даних дискретного вводу “@AA”, де AA – адреса необхідного віртуального модуля. Диспетчер ресурсів відправляє команду на всі модулі і отримує відповідь із необхідного мо-

дуля, яку далі пересилає клієнту. Змінюючи адресу користувач отримує дані з кожного модуля.

Висновки. Використання розроблених віртуальних IP-модулів збору даних дозволяє значно зменшити вартість побудови мережевих інформаційно-вимірювальних систем на їх основі та надає можливості їх гнучкого конфігурування без значних фінансових затрат і труднощів в налаштуванні.

Література

1. I-7012/12D/12F/12FD, I-7014D, I-7017/17F User's Manual // ICP DAS Co. Ltd. – 2000. – www.tri-plc.com/7017.pdf.
2. Z. Shelby. The Constrained Application Protocol (CoAP) / Z. Shelby, K. Hartke, C. Bormann. – 2014. – <https://tools.ietf.org/html/rfc7252>.
3. Flexible Unicast-Based Group Communication for CoAP-Enabled Devices // Department of Information Technology (INTEC), Ghent University. – 2014. – <http://www.ncbi.nlm.nih.gov/pmc/articles/PMC4118386/pdf/sensors-14-09833.pdf>.
4. I-7000 DIO Manual // ICP DAS Co. Ltd. – 2000. – <ftp.icpdas.com/pub/cd/8000cd/napdos/7000/manual/7000dio.pdf>.

УДК 681.3.06

ЧЕРНЯХ Б.Г., БОГОМАЗОВ С.А.

ОРГАНІЗАЦІЯ ІНТЕРФЕЙСІВ ВИМІРЮВАЛЬНИХ СИСТЕМ НА БАЗІ МОБІЛЬНИХ ПРИСТРОЇВ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна,
bohdan.cherniakh@gmail.com

Постановка задачі. При побудові інформаційно-вимірювальних систем виникає потреба побудови інтерфейсів для керування системою та відображення вимірювальної інформації, отриманої від засобів вимірювання та вимірювальних трактів. Ця задача може вирішуватись різними методами: побудова спеціальних інтерфейсів, відображення інформації на комп'ютері, використання спеціальних індикаторів та інше. Але розвиток мобільних пристроїв на платформах Android, Windows Phone та IOS, їх оснащеність засобами комунікації (модулі 3G, Bluetooth, Wi-Fi), відносно низька вартість цих пристроїв та широка інфраструктура розробки програмних додатків для них дозволяє ефективно використовувати їх в складі вимірювальних систем для задач керування, відображення та передачі інформації.

Аналіз досягнень. Найбільш популярною серед платформ мобільних пристроїв є Android. Так у 84% смартфонів, проданих у третьому кварталі 2014 року, була встановлена операційна система Android. Для Android можна реалізовувати додатки на популярній мові програмування Java, а компанія Google прикладає максимум зусиль для забезпечення зручності і ефективності розробки програмних додатків. Пристрої на платформі Android можуть бути використані для отримання, аналізу та відображення інформації з засобів вимірювання, генерації керуючих сигналів та передачі вимірювальної інформації.

Мета доповіді. В ході дослідження було вирішено типові задачі побудови інтерфейсу вимірювальних систем на прикладі керування високочастотним генератором та візуалізації даних, отриманих від спеціального пеленгатора.

Побудова інтерфейсу управління високочастотним генератором. Розроблена система, складається з генератора синусоїдального сигналу високої частоти в діапазоні від 35 МГц до 4,4 ГГц., який побудовано на основі мікросхеми компанії Analog Devices ADF3451 та мікросхеми перетворювача сигналів USB-FIFO FT245R. Загальний вигляд генератора наведено на рис. 1.

Система використовується в медичних приладах для керування лазерним випромінювачем. Управління генератором реалізовано на основі мобільних пристроїв на платформі Google Android, які мають підтримку USB-OTG інтерфейсу з використанням драйверів мікросхеми FT245RQ. Було розроблено додаток для платформи Android для керування вихідною частотою генератора. Додаток дозволяє використовувати генератор в двох режимах: постійної частоти та роботи за розкладом (рис. 2).



Рис. 1. Загальний вигляд високочастотного генератора

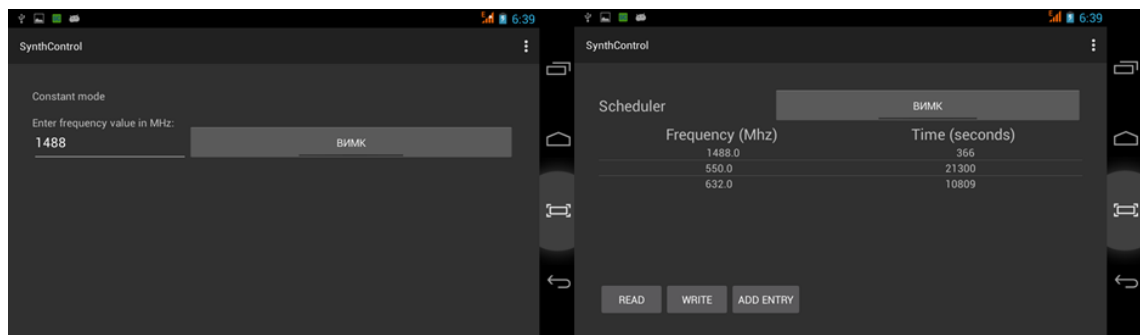


Рис. 2. Інтерфейс керування частотою генератора

Для моніторингу роботи генератора було розгорнуто хмарну систему Nimbits на віддаленому сервері під управлінням операційної системи Debian GNU/Linux. Інтернет адреса для доступу <http://nimbits.ashram.me:8080> (рис. 3).

В системі можуть бути зареєстровані багато користувачів-підписників. В кожного користувача є одна точка збору даних – UsedFrequency. Управляюча програма генератора після встановлення режиму роботи пристрою зв'язується засобами REST API з системою Nimbits та відправляє на сервер значення встановленої частоти. До неї на сервері додається часова відмітка, що дозволяє однозначно відслідкувати, коли була встановлена певна частота на генераторі. Для користувачів-підписників надається можливість налаштування спеціальних фільтрів для подій, повідомлення про які вони бажають отримувати.

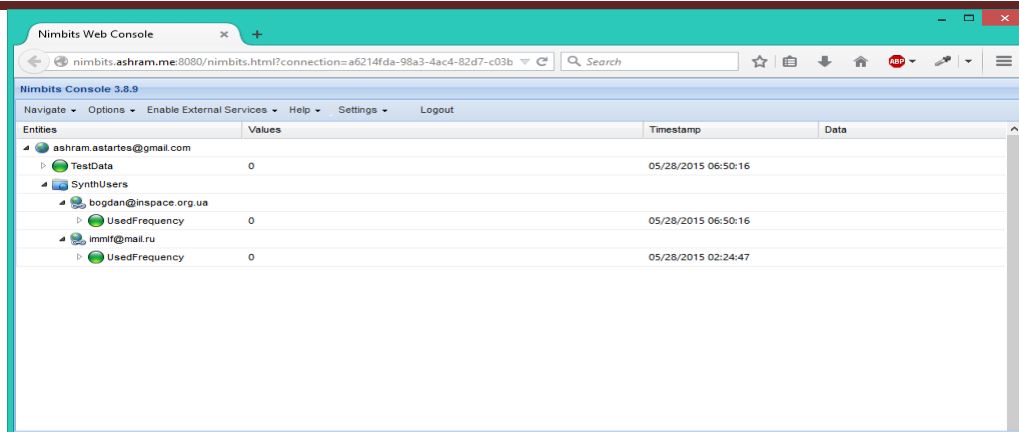


Рис. 3. Загальний вигляд веб-консолі Nimbits

Реалізація інтерфейсу спеціального пеленгатора. При розробці модулів систем телеметричних вимірювань мініатюрних літальних засобів виникає необхідність пошуку автономних модулів системи, що досліджуються після проведення вимірювального експерименту. Ця задача була вирішена шляхом встановлення в модулях радіомаяків і розробки та виготовлення спеціального пеленгатора, який налаштований на пошук даних маяків. Принцип дії наступний: маяки передають цифровий сигнал який містить інформацію про відповідний маяк. Пеленгатор містить приймач та спрямовану антену. У випадку прийому сигналу спрямованою антенною, пеленгатор розраховує показник рівня сигналу, що приймається (Received Signal Strength Indication) та передає його в пакеті даних на пристрій обробки та візуалізації за допомогою послідовного порту. Пакет складається з 5 байтів та має наступну структуру: роздільник (delimiter) - 1 байт; кількість байтів, що передаються - 1 байт; адреса пеленгатора 1 байт, адреса маяка – 1 байт; RSSI маяка – 1 байт.

Вирішувалась задача прийому та графічної візуалізації інформації про потужність сигналів від маяка. На базі перетворювача сигналів UART – Bluetooth був організований бездротовий канал передачі даних та розроблено програмне забезпечення для мобільних пристроїв під управлінням операційної системи Android. Програмний додаток встановлює зв'язок з пеленгатором, використовуючи бездротовий канал передачі даних та відображає інформацію про потужність сигналу у вигляді стовпчикової діаграми. Загальний вигляд спеціального пеленгатора наведено на рис. 4.



Рис. 4. Загальний вигляд пеленгатора

Для організації каналу передачі даних використано модуль Bluetooth HC-06. Bluetooth є надійним та зручним протоколом зв'язку різноманітних пристроїв: мобільних телефонів, ноутбуків, гарнітур, клавіатур та ін. Модулі Bluetooth HC-05, HC-06, HC-07, HC-08 являють собою плату розміром 27 мм на 14 мм, мають 34 виводи з кроком 1.5 мм, які розміщені по периметру плати. На одному з кінців модуль має антену.

Для візуалізації даних з пеленгатора було розроблено програмне забезпечення для мобільних пристроїв, які працюють під управлінням операційної системи Android. Програмне забезпечення для відображення даних пеленгатора системи відокремлюваного елемента виконує такі основні функції: отримання даних з пеленгатора та відображення інформації про потужність сигналів доступних маяків модулів системи телеметричних вимірювань мініатюрних літальних засобів. Зв'язок з пеленгатором відбувається з використанням технології бездротового зв'язку Bluetooth версії 2.0 + EDR. Відображення інформації про потужність сигналів реалізовано в вигляді стовпчикової діаграми. Програмне забезпечення створено на мові програмування Java для платформи Android та може бути запущене на будь-якому мобільному пристрої під управлінням операційної системи Android версії 4.0.3 та вище. В якості графічної бібліотеки для побудови графіків використано бібліотеку MPAndroidChart версії 2.1.6. MPAndroidChart – бібліотека для побудови графіків та діаграм, яка має відкриті вихідні коди, та розповсюджується за ліцензією Apache License, Version 2.0. Бібліотека має зручний API та якісну підтримку спільнотою розробників.

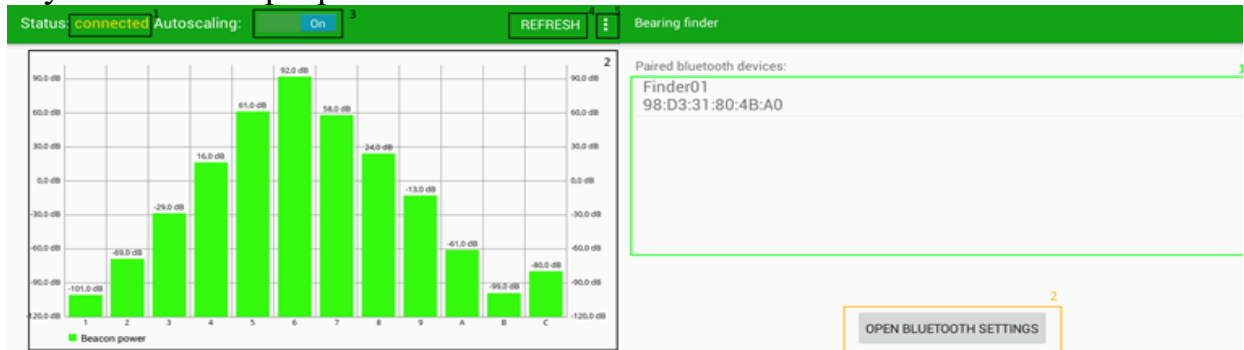


Рис. 5. Інтерфейс додатку

Додаток складається з двох основних активностей: активність для встановлення підключення та активність для відображення потужності сигналу маяків. Загальний вигляд інтерфейсу користувача наведено на рис. 5.

Висновки. В ході роботи було досліджені особливості використання мобільних пристроїв на платформі Android для відображення інформації та керування в інформаційно-вимірювальних системах. Розроблено програмне забезпечення для платформи Android з використанням мови програмування Java для вирішення типових завдань, які виникають при побудові інтерфейсів інформаційних систем збору даних та керування.

Література

1. *Android 2: программирование приложений для планшетных компьютеров и смартфонов [пер. с англ.] / Рето Майер — М.: Эксмо, 2011. — 672 с.*

1. FT245R USB FIFO IC Datasheet – <http://goo.gl/7OUahn>
2. HC Serial Bluetooth Products User Instructional Manual – <http://goo.gl/PK0QmF>.
3. Nimbis wiki [електронний ресурс] – <https://goo.gl/GTthJv>.
4. RESTful web services / Leonard Richardson and Sam Ruby — O'Reilly Media, 2007 — 420 с.
5. Wideband Synthesizer with Integrated VCO ADF 4351 Datasheet – <http://goo.gl/XIqwEx>.

УДК 681.3

ШНИРА А.В., ЧАПАЛЮК Б.В., АЛІМОВ А.І., ДОБРОЛЮБОВА М.В.
**СИСТЕМА МОНІТОРИНГУ 3D-ПРИНТЕРІВ ТИПУ REPRAP3 FDM-
ТЕХНОЛОГІЄЮ ДРУКУ**

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна, e-mail
xlaskavayax@bigmir.net

Постановка задачі. Швидкий розвиток сучасних технологій сьогодні відкриває багато шляхів подолання традиційних обмеження виробництва перед науковцями та інженерами. Одним з таких способів є 3D-друк [1-4]. Він надає можливість випробувати велику кількість ідей, вдосконалити їх шляхом виправлення помилок моделі на ранніх стадіях проектування без значних фінансових витрат та створювати дуже міцні, стабільні і легко відтворювані компоненти, розробляти тільки перспективні проекти.

Важливо відзначити, що переважна більшість доступних за ціновим критерієм 3D-принтерів працює під керуванням свого власного програмного забезпечення (ПЗ), в багатьох випадках відкритого та безкоштовного. Але таке ПЗ має ряд недоліків, оскільки не враховує всі параметри, що можуть сильно вплинути на точність друку та якість роздрукованої деталі. Не забезпечується стандартним ПЗ і зупинка друку при виявленні невідповідностей фізичного об'єкту цифровій моделі, що веде до матеріальних втрат. Тим самим, удосконалення якості продукції і процесів вимагає скрупульозної роботи оператора по виявленню причин дефектів.


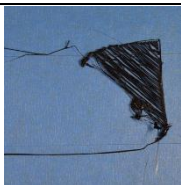
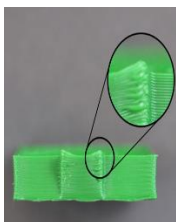

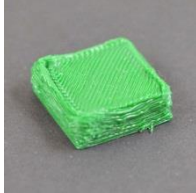

Названі недоліки стандартного ПЗ стали підґрунтям для розробки власної системи моніторингу 3D-друку принтерів типу RepRap (Replicating Rapid-prototyper – відновлювальний механізм для швидкого прототипування) з FDM-технологією друку (технологія адитивного синтезу, яка будує прототипи ікінцеві виробничі термoplastiku інженерного класу).

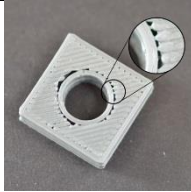
Мета статті. Розробка методик та підходів, які на високому рівні дозволяють контролювати якість надрукованої моделі.

Основна частина. Під час проведення моніторингу 3D-друку були виявлені та проаналізовані фактори, що впливають на точність друку, зроблено їх класифікацію: за кількістю надрукованих деталей; за швидкістю з якою відбувається друк; за рівнем відповідності фізичного об'єкту цифровій моделі. Це надало можливість визначити основні дефекти друку, які пов'язані з температурними показ-

никами робочої поверхні плити-столу і екструдера та переміщенням каретки 3D-принтера (табл. 1).

Таблиця 1. Основні дефекти 3D-друку

Зображення дефекту	Опис	Методи вирішення
Вплив температурних показників		
	Перегрів: малі деталі (частини) моделі перегріваються та деформуються.	1. Потрібно домогтися балансу між температурою і охолодженням пластику під час друку. 2. Спробувати друкувати декілька деталей одночасно.
	Роздруківка не прилипає до платформи: перший шар не прилипає до платформи і весь процес швидко дає збій.	1. Правильно розігріти платформу столу. 2. Відкалібрувати відстань сопло-стіл.
	Загинання: кути роздруківки по закінченні процесу мають тенденцію загинатися і деформуватися через нерівномірний нагрів.	1. Забезпечити рівномірний нагрів столу, та підтримки рівномірної температури під час друку – термостабілізація.
Вплив показників переміщення каретки		
	Недостатня кількість пластику екструдується під час печаті: деталь отримує чітко виражені прогалини та щілини на поверхнях.	1. Змінити діаметр філаменту. 2. Налаштувати коефіцієнт екструдкування.
	Екструдується занадто велика кількість пластику. Це призводить до видавлювання залишків пластику за межі моделі, що друкується.	1. Зменшити коефіцієнт екструдкування.
	Утворення павутиння: пов'язано з тим, що під час пересування екструдера на нову позицію відбувається витягування з сопла пластику у вигляді нитки.	1. Потрібно переконатися у ввімкненні налаштування Retraction принтеру.

Зображення дефекту	Опис	Методи вирішення
	<p>Щілини між наповнювачем та контуром: дефект може виникати при печаті на великій швидкості</p>	<p>1. Відкалібрувати підсистему принтера, пов'язану із швидкістю друку.</p>

Отже, за результатами проведених досліджень було виявлено, що однією з головних проблем, які виникають при друці моделі на типових 3D-принтерах FDM-технології та не розв'язуються за допомогою стандартного ПЗ, є невідповідність розмірів роздрукованої моделі розмірам, заданим програмно, та нерівномірне нагрівання робочої поверхні плити-столу і екструдера принтера.

Разом з цим було проведено оцінку якості технологічного процесу, яка показала, що ймовірність отримання дефекту P_h за верхньою границею допуску та P_l за нижньою границею допуску дорівнює:

$$P_h = 0,5 - \Phi(z_h) = 0,5 - \Phi(0,0187) = 0,5 - 0,008 = 0,492;$$

$$P_l = 0,5 - \Phi(z_l) = 0,5 - \Phi(-1,5108) = 0,5 - 0,4345 = 0,0655,$$

де $\Phi(z)$ – функція Лапласа.

Таким чином, 49,2 % значень вимірянні з перевищенням верхньої границі допуску по температурним показникам, що призводить до браку, а також 6,55 % значень виміряно з температурою менше нижньої границі допуску. Сумарний брак продукції становить 55,75 %.

Оскільки ймовірність виникнення дефекту виявилася незадовільною, була розроблена система моніторингу, яка складається з двох підсистем [5], що забезпечують достатньо високу точність друку та надають можливість уникнути зайвих витрат часу і матеріалу, а саме: підсистема вимірювання температури (визначення температури екструдера та температури робочої поверхні плити-столу); підсистема вимірювання переміщення каретки принтеру.

Підсистема вимірювання температури. У типовому 3D-принтері конструкції RepRap використовуються 2 датчики температури. Один з них – це термістор, який вимірює температуру нижньої частини (hot-end) екструдера, другий – термістор, що вимірює температуру нагрітої поверхні. В результаті експериментальних досліджень виявлено дефект нагрівання, який полягає у тому, що модель під час друку може охолоджуватися нерівномірно, що призводить до її деформації та невідповідності розмірів надрукованого об'єкту встановленим розмірам віртуальної моделі. Для запобігання вищезазначених проблем та визначення оптимальних параметрів друку моделей головна система 3D-принтера була оснащена додатковими датчиками температури. DS18B20. Для регулювання температури було оптимізовано конструкцію 3D-принтера і за рахунок нанесення на внутрішню сторону робочої поверхні теплопровідної пасти, до якої прикріплено алюмінієву пластину, та виготовлення корпусу, покритого всередині фольгою. Це забезпечило більш

повільне охолодження столу та підтримку температури по всьому об'ємі об'єкту, що друкується.

Окрім модернізації конструкції 3D-принтера виникла потреба і у вдосконаленні програмного забезпечення для керування 3D-друком. Особливістю розробленого ПЗ є те, що у разі виникнення невідповідності фізичного об'єкта цифровій моделі не потрібно буде чекати закінчення друку або зупиняти процес та охолоджувати модель для отримання точних даних про її розміри – друк припиниться автоматично. При цьому забезпечується створення бази даних з результатами моніторингу 3D-друку в принтері, що взагалі не притаманно стандартним ПЗ (рис. 1).

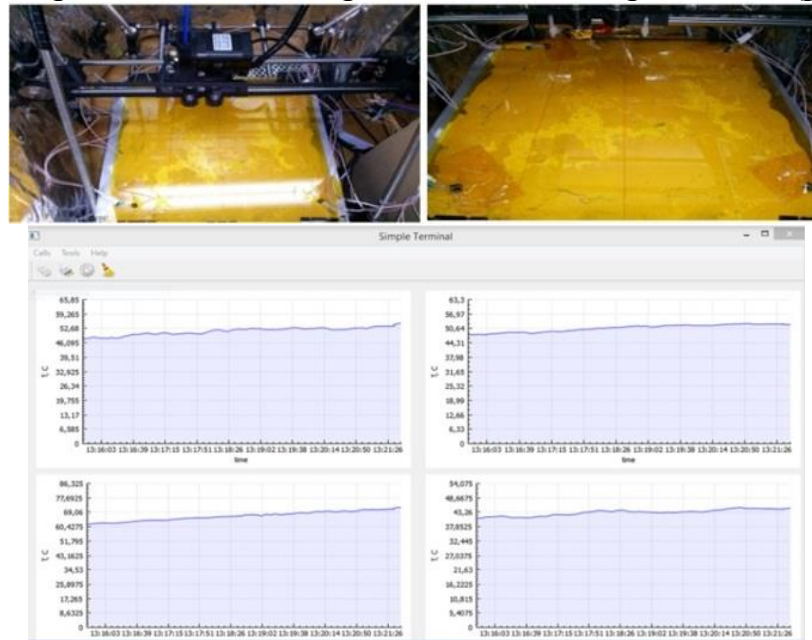


Рис. 1. Підсистема вимірювання температури

На теперішній час існує декілька методів статистичного регулювання технологічних процесів [6]. Найбільш поширений і ефективний з них – метод з використанням контрольних карт (карт Шухарта), на яких відзначають границю регулювання, що обмежує область допустимих значень, обчислених на підставі статистичних даних. Вихід точки за границю регулювання (або поява її на самій границі) служить сигналом про те, що процес не контролюється. Контрольна карта дозволяє не тільки виявити якість відхилення від нормального ходу процесу, а й, значною мірою, пояснити причини цього відхилення. Саме цей метод був покладений в основу модернізованого ПЗ.

Реалізація статистичного методу регулювання процесу друку здійснюється в три етапи: •проводиться попереднє дослідження стану процесу і визначається ймовірна частка дефектної продукції, а також індекс відтворюваності; • будується контрольна карта і вибирається план контролю; • проводиться статистичне регулювання технологічного процесу.

Статистичне регулювання технологічного процесу проводиться за допомогою 8 тестів, які розроблені та запрограмовані у ПЗ (рис. 2):

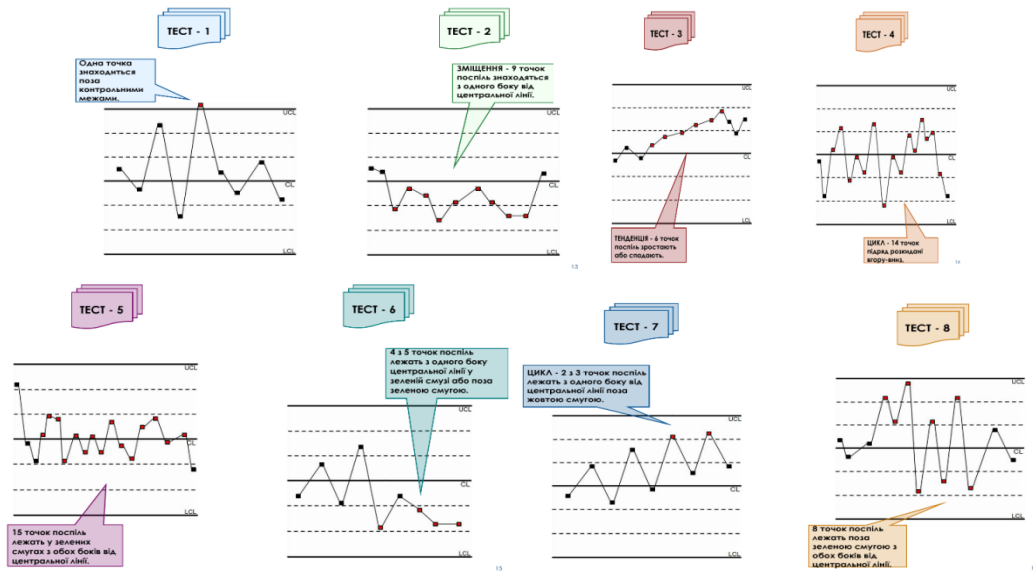


Рис. 2. Вісім тестів статистичного регулювання статистичного процесу

При цьому для вбудовування контролю якості в процес виконання друку і розподілення функції людей і машин (автономізації) застосовано японський підхід Дзидока, який забезпечує автономність устаткування, його здатність відрізнати якісні деталі від дефектних без участі оператора, за допомогою контрольних карт. У автономізації принтер наділяється інтелектуальними здібностями, через що його називають розумною автоматизацією. На противагу повній автоматизації на передньому плані тут стоїть не обсяг випуску, а якість і «здатність автономно запускатися і зупинятися».

Отже, за допомогою розробленого програмного забезпечення зазначеної підсистеми можна вимірювати температурні показники у 4 точках робочої поверхні одночасно та відобразити їх графічно під час спостереження. При цьому, коли принтер виявляє відхилення за температурними показниками під час друку, то відразу зупиняється і сигналізує про необхідність надання допомоги.

Після стабілізації столу, була проведена додаткова оцінка якості технологічного процесу.

Ймовірність отримання дефекту P_h за верхньою границею допуску та P_l нижньою границею допуску дорівнює:

$$P_h = 0,5 - \Phi(z_h) = 0,5 - \Phi(2,2693) = 0,5 - 0,49653 = 0,00347 \text{ (або } 0,347\%);$$

$$P_l = 0,5 - \Phi(z_l) = 0,5 - \Phi(-0,4218) = 0,5 - 0,42220 = 0,078 \text{ (або } 7,8\%)$$

Таким чином, сумарна ймовірність браку продукції становить 8,147 %.

Розроблена підсистема дозволяє зменшити похибку вимірювання температурних показників друку до 0,2 °С, а похибку друку до 0,1 мм.

Підсистема вимірювання переміщення та швидкості обертів каретки. В рамках системи моніторингу також було розроблено підсистему вимірювання переміщення каретки 3D-принтера.

Дана підсистема не входить до складу стандартного програмного забезпечення [5]. В її основу покладено використання методу контактних та безконтактних ви-

мірювань необхідних параметрів моделі, з метою їх порівняння та виявлення більш прийняттого для контролю та корегування якості і точності моделі в процесі друку.

Метод контактних вимірювань. У типовому 3D-принтері конструкції RepRap використовуються 4 двигуни. З яких 3 відповідають за переміщення каретки по осях X, Y, Z та один за екструдування пластику. При застосуванні методу контактних вимірювань переміщення та швидкості обертів каретки на кожен двигун кріпиться спеціальний датчик кута повороту (механічний, інкрементний енкодер моделі № EC12-20-20F-S) [7]. Такий тип датчика обумовлений тим, що при ввімкненні енкодеру, відлік повороту кута починається з нуля, а не з кута на який він був виставлений до моменту вмикання. Тим самим досягається можливість коректного перетворення величини кута оберту на відстань переміщення каретки 3D-принтера. Осі 3D-принтера і енкодери поєднуються між собою за допомогою спеціальної жорсткої втулки(рис. 3).

Кожні 5 мс – саме за цей час 3D-принтера в змозі перемістити каретку на мінімальну відстань – мікроконтролер на платі Arduino отримує з кожного датчику дані про положення (використовується число від 0 до 255). На основі цих даних вираховується переміщення каретки на проміжку часу.

Данні кожної моделі отриманні методом контактних вимірювань переміщення та швидкості обертів каретки, автоматично зберігаються у відповідній таблиці в БД та додаються до списку друкованих моделей. Зберігання БД у хмарному просторі значно полегшує майбутній доступ до них та централізує всю інформацію по роботі системи.

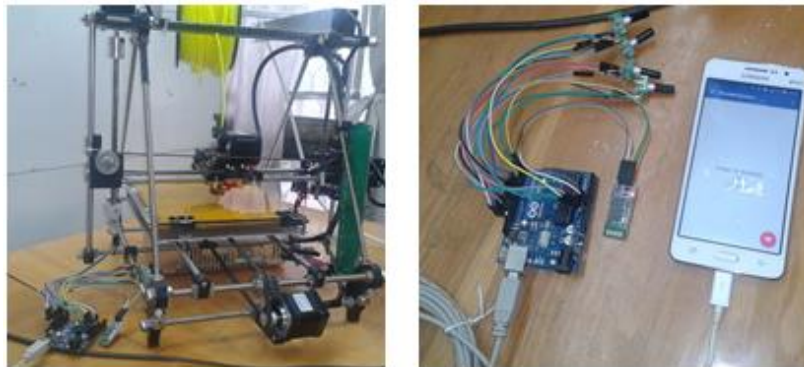


Рис. 3. Підсистема переміщення та швидкості обертів каретки (метод контактних вимірювань)

Для більш комфортного відображення процесу друку та виявлених дефектів було розроблена ПЗ для мобільного пристрою (рис. 4) та ПК користувача (рис. 5). Для реалізації додатку на ПК використовувалися технологія Java з підключенням бібліотек Swing та Java OpenGL. У випадку мобільного додатку – Android та бібліотека OpenGL ES [8]. Додатки показують друк по трьох осях та у вигляді 3D-моделі. Також на кожному шарі друку моделі, додатки виводять інформацію про фактичні розміри надрукованого шару та сигналізують різними кольорами про відхилення у разі їх виявлення. При суттєвому відхиленні, друк зупиняється.

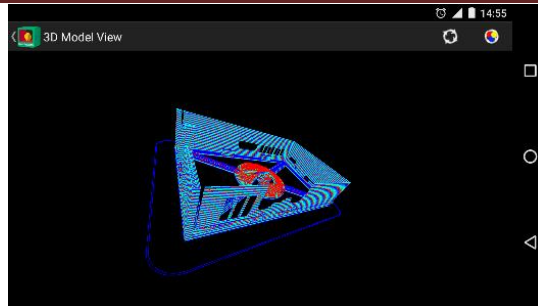


Рис. 4. Відображення надрукованої 3D-моделі у додатку для мобільного пристрою на AndroidOC

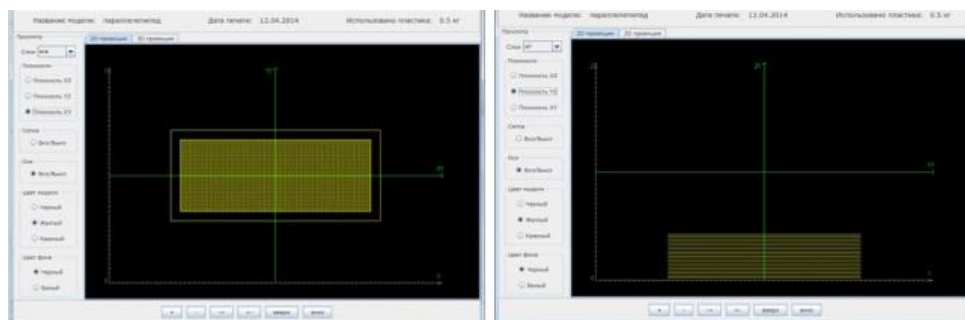


Рис. 5. Відображення надрукованої 3D-моделі у додатку для ПК

Аналіз даних проводиться при завершенні друку кожного шару моделі. Для статистичного регулювання процесу 3D-друку використано метод контрольних карт.

Після застосування підсистеми, була проведена оцінка якості технологічного процесу.

Ймовірність отримання дефекту P_h за верхньою границею допуску та P_l нижньою границею допуску дорівнює:

$$P_h = 0,5 - \Phi(z_h) = 0,5 - \Phi(3,1) = 0,5 - 0,499 = 0,001 \text{ (або } 0,1\%);$$

$$P_l = 0,5 - \Phi(z_l) = 0,5 - \Phi(-3,79) = 0,5 - 0,499 = 0,001 \text{ (або } 0,1\%)$$

Таким чином, сумарна ймовірність браку продукції становить 0,2 %.

Завдяки використанню методу контактних вимірювань переміщення та швидкості обертів каретки користувач в процесі друку має можливість отримати точні габаритні розміри об'єкту та порівняти їх з розмірами цифрової моделі. Також на основі цих даних підсистема незалежно фіксує дефекти, зупиняє друк та сигналізує про це. Основним досягненням підсистеми є зменшення похибки друку до 0,4 мм.

Підсистема вимірювання переміщення каретки. Методи безконтактних вимірювань. В рамках системи моніторингу 3D-принтеру також була розроблена підсистема вимірювання переміщення каретки з використанням безконтактних методів вимірювання. При застосуванні методу безконтактних вимірювань переміщення каретки дефекти надрукованої моделі виявляються за допомогою технологій комп'ютерного зору. При цьому використовуються активно-піксельні датчики – це оптичні датчики, що по своїй суті є камерами, які зараз широко розпо-

всюджені, наприклад, на смартфонах. Такі датчики базуються на сенсорах, створених на компліментарних структурах метал-оксидний-напівпровідник (КМОН), тобто чіпах, побудованих за схемою, в якій р-канальні і п-канальні польові транзистори використовуються парами і взаємно доповнюють один одного (рис. 6).

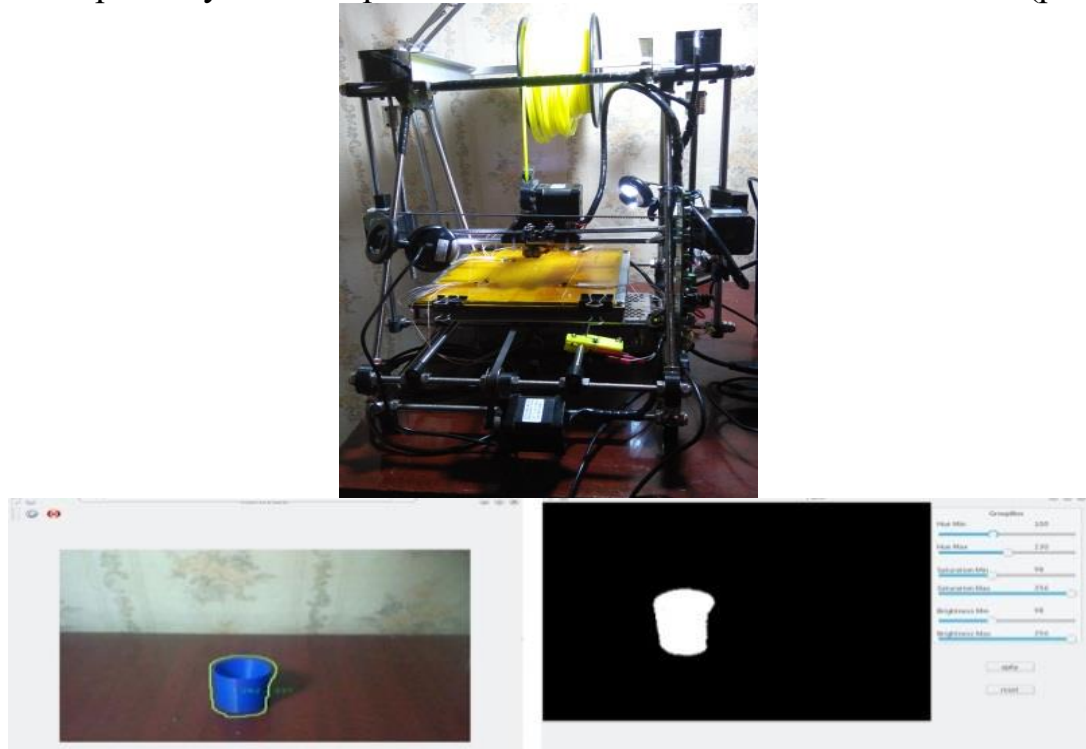


Рис. 6. Підсистема переміщення та швидкості обертів каретки (метод безконтактних вимірювань)

Ідея підсистеми полягає в тому, що необхідно побудувати власний класифікатор, за допомогою якого можна було би з високою ймовірністю класифікувати наявний дефект на деталі, що друкується [9, 10]. Після побудови такого класифікатора стало можливим отримання з високою ймовірністю сигналу про те, що при даному конкретному друці має місце дефект. Це дозволяє удосконалити роботу системи Дзидока, а також зменшити кількість хибних спрацювань системи.

При розробці такої системи комп'ютерного зору була проведена спроба вирішити наступні дві задачі – задачу представлення даних з активно-піксельного датчика для класифікатора і задачу побудови класифікатора дефектів моделі, що друкується. Для вирішення першої проблеми, було розміщено дві відео камери, за допомогою яких фіксується стан об'єкту під час друку. Перша камера розташована зліва попереду, щоб спостерігати стан об'єкту по його фронтальній і лівій частинах. Друга камера – позаду праворуч, щоб спостерігати задню і праву частину об'єкту. Завдяки такому розташуванню камер можливо легко спостерігати і перевіряти чи не починає відставати модель від робочої поверхні друку.

Також була введена процедура калібрування камер з метою їх налаштування для роботи з певним кольором пластика. Оскільки принтер, який використовується, вміє друкувати пластиком лише одного кольору, то з'являється можливість із

самого початку орієнтуватися на певний колір роздрукованої моделі, тобто виділяти об'єкт на зображенні з використанням бінаризації по порозу (для заданого діапазону кольору). Такий підхід дозволяє зменшити похибку детектування моделі, що друкується, а також зменшити вплив шумів на моніторинг дефектів друку.

Після того як весь об'єкт виділено, виділяються його контури на основному зображенні з певним запасом (приблизно плюс 10 пікселів) і робиться перетворення вихідного зображення в формат розміром 120×120, яке далі надається на вхід класифікатора. Кожен піксель враховується для класифікації присутності чи відсутності дефекту на об'єкті.

Для побудови класифікатора спочатку був вибраний один із найпростіших методів класифікації – логістична регресія. Це дає змогу, використовуючи сигмоїдну функцію як гіпотезу, передбачити можливість того, що екземпляр даних, поданий на вхід регресії, належить або до класу «1», або ж до класу «0»

$$P(y=1|x)=h_{\theta}(x)=\frac{1}{1+e^{-\theta^T x}} \equiv \sigma(\theta^T x), P(y=0|x)=1-P(y=1|x)=1-h_{\theta}(x).$$

Основною ціллю тут є пошук такого значення θ , при якому ймовірність $P(y=1|x)=h_{\theta}(x)$ є дуже великою в тому випадку, коли x належить до класу «1» та навпаки, дуже маленькою, якщо x належить до класу «0». Для того, щоб визначити, як добре функція гіпотези $h_{\theta}(x)$ робить такі передбачення для набору тестових даних із бінарними мітками $\{(x^{(i)}, y^{(i)}) : i=1, \dots, m\}$ використовується функція витрат (cost function): $J(\theta) = -\sum_i \left(y^{(i)} \log(h_{\theta}(x^{(i)})) + (1-y^{(i)}) \log(1-h_{\theta}(x^{(i)})) \right)$.

Таким чином, маючи функцію, за допомогою якої можна визначити, наскільки добре функція гіпотези підходить під дані, можна навчити класифікатор. Для цього необхідно мінімізувати функцію витрат $J(\theta)$, щоб знайти найкраще значення θ , використовуючи зібрані тестові дані. Як тільки функція витрат буде мінімізована, можна буде класифікувати нові дані як клас «1» або як клас «0», вибравши яка із цих двох міток більш ймовірна: якщо $P(y=1|x) > P(y=0|x)$, то поточний вхідні значення розглядаються як мітка «1», в іншому випадку – як мітка «0».

В підсистемі для мінімізації функції витрат використовується ітеративний алгоритм градієнтного спуску. Для цього, необхідно розраховувати функцію витрат, а також градієнт від функції витрат для кожного вибраного значення θ . Математично у векторній формі градієнт можна записати в наступному вигляді

$$\nabla_{\theta} J(\theta) = \sum_i x^{(i)} \left(h_{\theta}(x^{(i)}) - y^{(i)} \right).$$

Завдяки таким розрахункам, можливо просто і легко натренувати класифікатор на задачу класифікації присутності на даному друкованому об'єкті дефекту або його відсутності. Але такий підхід виявляється недостатнім, щоб класифікувати всі дефекти, що описані в табл. 1. Тому, було використано так звану Softmax ре-

гресію або поліноміальну логістичну регресію, яка є нічим іншим, як загальним випадком логістичної регресії.

При поліноміальній логістичній регресії виникає зацікавленість в мульти-класовій класифікації, тож мітка Y може приймати K різних значень. Так, для навчальної множини $\left\{ \left(x^{(1)}, y^{(1)} \right), \dots, \left(x^{(m)}, y^{(m)} \right) \right\} y^{(i)} \in \{1, 2, \dots, K\}$.

Наприклад, для розробленої підсистеми вимірювання температури є чотири різні класи: 1 – дефект відсутній; 2 – дефект перегріву пластику; 3 – дефект відлипання пластику від робочої поверхні, 4 – дефект, коли шари при друці розділюються і розщеплюються. Подаючи тестове значення x , потрібно, щоб гіпотеза оцінювала ймовірність $P(y=k|x)$, для кожного значення $k = 1, \dots, K$, де K для даної системи дорівнює 4. Припустимо, що необхідно оцінити ймовірність того, з якою вхідний параметр належить до кожного k -го класу. Виходячи з цього, гіпотеза має повертати K -мірний вектор (сума елементів якого дорівнює одиниці), надаючи K оцінок ймовірності. Таким чином, для розробленої підсистеми функція гіпотези прийме вигляд

$$h_{\theta}(x) = \begin{bmatrix} P(y=1|x; \theta) \\ P(y=2|x; \theta) \\ P(y=3|x; \theta) \\ P(y=4|x; \theta) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sum_{j=1}^4 e^{(\theta^j)^T x}} \begin{bmatrix} e^{\theta^1 T x} \\ e^{\theta^2 T x} \\ e^{\theta^3 T x} \\ e^{\theta^4 T x} \end{bmatrix},$$

а функція витрат для поліноміальної логістичної регресії

$$J(\theta) = - \left[\sum_{i=1}^m (1 - y^{(i)}) \log(1 - h_{\theta}(x^{(i)})) + y^{(i)} \log h_{\theta}(x^{(i)}) \right] =$$

$$= - \left[\sum_{i=1}^m \sum_{k=1}^K 1\{y^{(i)} = k\} \log(P(y^{(i)} = k | x^{(i)}; \theta)) \right]$$

де $1\{y^{(i)} = k\}$ – функція індикатор, $1\{true\} = 1$ та $1\{false\} = 0$.

Гradient для алгоритму gradientного спуску матиме наступний вигляд

$$\nabla_{\theta^k} J(\theta) = - \sum_{i=1}^m x^{(i)} \left(1\{y^{(i)} = k\} - P(y^{(i)} = k | x^{(i)}; \theta) \right).$$

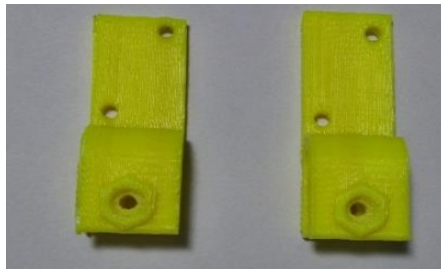
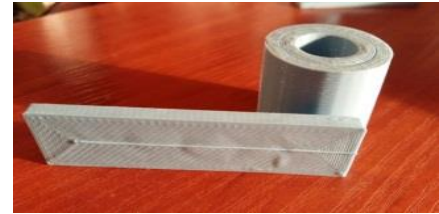


Рис. 5. Зліва надрукована модель без застосування розробленої системи, справа – із застосуванням



1 – при стандартному виконанні



2 – при удосконаленому виконанні

Рис. 6. Результати 3D-друку

В результаті застосування описаного вище математичного апарату дало змогу створити класифікатор, який з високою ймовірністю дає відповідь, чи присутній дефект при друці, а якщо присутній, то конкретно який. Це надає можливість більш точно визначити причину виникнення дефекту та швидше з'ясувати шляхи для запобігання проблеми в майбутньому.

Отже, завдяки застосованим методикам та засобам модернізації конструкції принтера вдалося забезпечити більш якісний друк моделі. На рис. 5-6 наведено результати роботи 3D-принтера типу RepRap з FDM-технологією друку при його стандартному (промисловому) та удосконаленому виконанні, що дозволяє наочно переконатися у доцільності застосування розробленої системи моніторингу.

Висновки. Розглянуто проблеми, що виникають при друці моделі 3D-принтером типу RepRap на основі FDM-технології і шляхи їх розв'язання за рахунок розширення можливостей стандартного програмного забезпечення та вдосконалення апаратної частини, що сприяє підвищенню точності 3D-друку.

Завдяки розробленим підсистемам з'явилась можливість контролювати процес друку (мати чітке уявлення про похибки, які при цьому виникають), вносити правки ще на початковій стадії розробки моделі і при підготовці 3D-принтеру до роботи, автоматично припиняти друк у разі виникнення невідповідності фізичного об'єкта цифровій моделі.

За результатами впровадження розроблених підсистем вдалося покращити якість та точність друку і уникнути зайвих матеріальних витрат.

Розроблена система моніторингу стає особливо актуальною при малих обсягах виробництва.

Літератури

1. *Что такое 3D-печать и 3D-принтер // Проект «make-3d.ru». – <http://make-3d.ru/articles/chto-takoe-3d-pechat>.*
2. *Все о 3D-печати // 3D Industry. – <http://www.3dindustry.ru/faq/#technologies> – Технологии 3D-печати.*
3. *Конструкция FDM-принтеров / И.Холодов. – http://www.ixbt.com/printer/3d/3d_fdm.shtml.*
4. *RepRap wiki. – http://www.reprap.org/wiki/Main_Page – RepRap wikipedia.*
5. *Шнира А.В. Підвищення точності 3D-друку / А.В. Шнира, Б.В. Чапалюк, А.І. Алімов // Всеукраїнська наук.-техн. конф. молодих вчених у царині метрології «Technical Using of Measurement – 2015», 2-6 лютого 2015 р., м. Славське, 2015. – С. 112-115.*

6. *Статические методы в управлении качеством: учеб. пособ. /В.В. Ефимов – Ульяновск: УлГТУ, 2003. – 134 с.*

7. *Datasheet EC12-20-20F-S // [http://www.remcomplekt.ru/datasheet/2-pdf/\(72911\)_EC12-20F-N.PDF](http://www.remcomplekt.ru/datasheet/2-pdf/(72911)_EC12-20F-N.PDF) - Datasheet EC12-20-20F-S.*

8. *OpenGL ES wiki // – https://uk.wikipedia.org/wiki/OpenGL_ES – OpenGL ES .*

9. *Trevor Hastie, Robert Tibshirani, Jerome Friedman The Elements of Statistical Learning Data Mining, Inference, and Prediction – Second Edition, Springer, 2014 – 764.*

10. *UFLDL Tutorial – <http://ufldl.stanford.edu/tutorial/> – Deep Learning Tutorial.*

УДК 621.317

ЮДИН П.Ю., ШУМКОВ Ю.С.

ИЗМЕРЕНИЕ R,L,C-ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИСПЫТАТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ СПЕЦИАЛЬНОЙ ФОРМЫ

Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут", Київ, Україна, e-mail: ipetrelly@gmail.com

Введение. Одной из важных задач при проведении технологических испытаний является измерение и контроль R,L,C -параметров электро-радиоэлементов узлов радиоэлектронной аппаратуры, смонтированных на изделии, плат печатного монтажа [1,2]. Измерительная задача формулируется как определение R,L,C -параметров пассивных многоэлементных двухполюсных электрических цепей (МДЭЦ), которые можно выделить путем создания специального режима в сложной многополюсной электрической цепи [3].

Для обеспечения универсальности измерительного преобразования независимо от модели МДЭЦ, получения легко анализируемых выходных сигналов и при этом обеспечения минимального времени контроля используют импульсные испытательные сигналы (ИС), которые описываются суммами экспонент. Нули и полюса, воспроизводимые ИС, выбираются так, чтобы компенсировать соответственно полюса и нули функции иммитанса МДЭЦ. При этом происходит сведение отклика к одной и той же заранее заданной форме, удобной для анализа. Например задается номинальный отклик в виде единичной ступенчатой функции. Отклонение такого отклика от номинального, задаваемого некоторым постоянным уровнем напряжения, легко контролировать. Указанный метод получил название метода нулей и полюсов [4].

Постановка задачи. Основная сложность при реализации высокопроизводительных методов контроля R,L,C -параметров состоит в решении задачи синтеза указанного класса ИС в широком диапазоне длительностей. Метод формирования должен обеспечивать высокую точность воспроизведения заданной модели (форма) ИС, возможность перестройки модели и ее параметров.

Один из путей решения указанной задачи состоит в дискретном способе формирования сигналов с использованием цифро-аналоговых средств.

Адекватным аналитическим аппаратом по отношению к реальным сигналам при дискретном синтезе является приближение функций сплайнами [5]. Сплайны, построенные на основе экспоненциальных функций, образованных из решений

некоторого линейного однородного дифференциального уравнения, получили название экспоненциальных сплайнов (ЭС) [6]. Указанные сплайны известны в основном в вычислительной математике и весьма эффективны при описании релаксационных процессов. При этом актуальным является исследование погрешности определения параметров электрических цепей, представленных многоэлементными моделями, с использованием ИС, сформированных на основе экспоненциальных сплайнов.

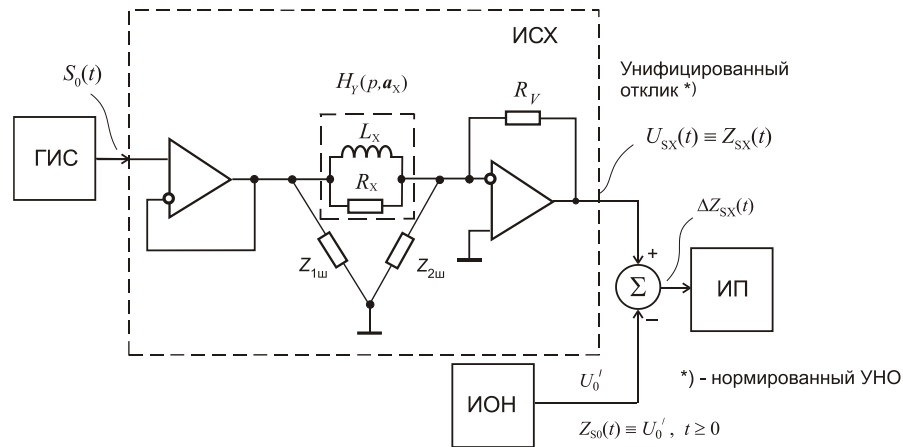


Рис. 1. Измерение параметров МДЭЦ путем прямой оценки отклонения унифицированного отклика от номинального

Теоретические положения. Рассмотрим пример определения параметров параллельной R_x, L_x -цепи по методу нулей и полюсов [4]. Приведенная на рис. 1 схема включения трехполюсника обеспечивает режим заданного напряжения на выводах исследуемого R_x, L_x -двухполюсника в составе сложной многополюсной электрической цепи [1-3].

Применение идеального ИС (обычный масштаб времени). Проводимость исследуемой МДЭЦ $H_Y(p) = \frac{1}{R_x} \cdot \frac{(p + \alpha_{xT})}{p}$, $\alpha_{xT} = \frac{R_x}{L_x}$, где $R_x = R_0 + \Delta R_x$; $L_x = L_0 + \Delta L_x$. Тогда модель идеального ИС имеет вид $S_0(t) = \frac{R_0}{R_x} \cdot e^{-\beta_{0T}t} \cdot 1(t)$, (1) где $1(t)$ – единичная ступенчатая функция (функция Хевисайда), $\beta_{0T} = R_0/L_0$. Операционное изображение отклика:

$$Z_{sx}(p) = -R_Y S_0(p) H_Y(p, a_x) = \frac{-R_0}{R_x} \frac{(p + \alpha_{xT}^H)}{p(p + \beta_{0T}^H)}. \quad (2)$$

При условии, что $R_x = R_0$ и $L_x = L_0$, нуль функции иммитанса компенсируется полюсом ИС $\alpha_{xT}^H = \beta_{0T}^H$. Получим нормированный по уровню номинальный отклик, который будет иметь вид единичной ступенчатой функцией $Z_{s0}(p) = 1/p$ или $Z_{s0}(t) = 1(t)$ (без учета знака).

В общем случае, когда $R_x \neq R_0$ и $L_x \neq L_0$, отклик будет отличаться от номинального: $Z_{sx}(t) = \frac{R_0}{R_x} \cdot \left[\frac{\alpha_{xT}}{\beta_0 T} (1 - e^{-\beta_0 T t}) + e^{-\beta_0 T t} \right] = \frac{R_0}{R_x} \cdot e^{-\beta_0 T t} + \frac{L_0}{L_x} \cdot (1 - e^{-\beta_0 T t}), t \geq 0;$ (3)

При этом получим: $\lim_{t \rightarrow 0} Z_{sx}(t) = \frac{R_0}{R_0 \pm \Delta R_x} \cong 1 \mp \frac{\Delta R_x}{R_0} = 1 + \Delta Z_{Rx},$ (4)

$\lim_{t \rightarrow \infty} Z_{sx}(t) = \frac{L_0}{L_0 \pm \Delta L_x} \cong 1 \mp \frac{\Delta L_x}{L_0} = 1 + \Delta Z_{Lx}.$ (5)

По отклонению ΔZ_{Rx} отклика от номинального $Z_{s0}(t) = 1(t)$ в начале переходного процесса происходит оценка реального значения R_x . При этом составляющая, обусловленная L_x , стремится к нулю. По отклонению ΔZ_{Lx} отклика от номинального в конце переходного процесса происходит оценка реального значения L_x . При этом составляющая, обусловленная R_x стремится к нулю.

Применение сплайнов и дискретный синтез ИС (относительный масштаб времени) при измерениях. Рассмотрим экспоненциальные сплайны 2-го порядка:

$$G_{21}(\bar{t}) = \begin{cases} \frac{1}{(1-e^{-\alpha})} \cdot (1-e^{-\alpha \bar{t}}), & \bar{t} \in [0,1]; \\ \frac{1}{(1-e^{-\alpha})} \cdot (e^{-\alpha \bar{t}} - e^{-\alpha}), & \bar{t} \in [1,2]; \\ 0, & \bar{t} < 0, \bar{t} > 2. \end{cases} \quad (6)$$

Сплайны (6) образованы функциями, математически подобными ИС $S_0(\bar{t}) = (R_0/R_v) \cdot \exp(-\beta_0 \bar{t}) \cdot 1(\bar{t})$, где $\beta_0 = \beta_{0T} h$ (модель идеального ИС), и могут быть использованы при синтезе. Сигнал формируется как сумма сигналов в виде ступенчатой функции $S_0(\bar{t}) = (R_0/R_v) \cdot 1(\bar{t})$, которая воспроизводит начальный скачок, и функции $S_0'(\bar{t}) = -(R_0/R_v) \cdot (1 - e^{-\beta_0 \bar{t}}) \cdot 1(\bar{t})$, которая формируется сплайнами $G_{21}(\bar{t})$.

Оценим погрешность определения параметров параллельной R_x, L_x -цепи в случае интерполяции по модели идеального ИС. Сплайновая модель ИС при дискретном синтезе имеет вид:

$$S[n, \varepsilon] = 1(\bar{t}) - sf_{G_{21}}(\bar{t}) = 1[n, \varepsilon] - \frac{1}{(1-e^{-\alpha})} \left\{ f[n+1] \cdot (1-e^{-\alpha \varepsilon}) + f[n] \cdot (e^{-\alpha \varepsilon} - e^{-\alpha}) \right\}, \alpha = \alpha_T h; \quad (7)$$

где $f[n] = 1[n] - S_0'[n]$ – значения $sf_{G_{21}}(\bar{t})$ в узлах в случае интерполяции совпадают с значениями воспроизводимой зависимости.

Унифицированный отклик $Z_{Gx}(\bar{t}) = Z_{Gx}[n, \varepsilon]$, несущий информацию о измеряемых параметрах, в случае интерполяции будет иметь вид:

$$Z_{G_x}[n, \varepsilon] = \frac{R_0}{R_x} \cdot \left\{ \frac{\alpha_x}{\alpha_G} + \alpha_x \frac{e^{-\beta_0} - e^{-\alpha_G}}{(1 - e^{-\alpha_G})(1 - e^{-\beta_0})} + \left[\left(1 - \frac{\alpha_x}{\alpha_G}\right) \cdot \frac{e^{-\beta_0} - e^{-\alpha_G}}{(1 - e^{-\alpha_G})} - \frac{\alpha_x (e^{-\beta_0} - e^{-\alpha_G})}{(1 - e^{-\alpha_G})(1 - e^{-\beta_0})} \right] \cdot e^{-\beta_0 n} + \alpha_x \frac{e^{-\beta_0} - e^{-\alpha_G}}{(1 - e^{-\alpha_G})} e^{-\beta_0 n \varepsilon} + \left(1 - \frac{\alpha_x}{\alpha_G}\right) \frac{1 - e^{-\beta_0}}{(1 - e^{-\alpha_G})} e^{-\beta_0 n} e^{-\alpha_G \varepsilon} \right\} \quad (8)$$

где $\alpha_x = \alpha_{xT} h$ – значение параметра в относительном масштабе, $\alpha_x = \alpha_{x0} + \Delta\alpha_x$; $\beta_0 = \alpha_{x0}$ – параметр ИС; α_G – параметр модели сплайна.

Можно показать, что при $\alpha_G = \beta_0$ выполняется $Z_{G_x}[n, \varepsilon] \equiv Z_{S_x}[n, \varepsilon]$, как при идеальном ИС, независимо от числа участков аппроксимации N_a . Можно также показать, что при $\alpha_G \neq \beta_0$ $\lim_{N_a \rightarrow \infty} Z_{G_x}[n, \varepsilon] = Z_{S_x}[n, \varepsilon]$. Аналогично для входного ИС при $\alpha_G \neq \beta_0$ и условии, что коэффициенты ЭСФ $sf_{G_{21}}(\bar{t})$ определены как значения $S_0(\bar{t})$ в узлах, выполняется $\lim_{N_a \rightarrow \infty} sf_G[n, \varepsilon] = S_0[n, \varepsilon]$.

Погрешность определения R_x, L_x -параметров по отклику $Z_{G_x}(\bar{t})$ из-за интерполяции, когда $\alpha_G \neq \beta_0$, находим при условии $R_x = R_0$ и $L_x = L_0$. В этом случае отклонение отклика от идеального, имеющего вид единичной функции, отражает только методическую составляющую погрешности:

$$\Delta Z_{x, \text{мет}} = \Delta Z_{G_{L_0}} = \left| \lim_{\bar{t} \rightarrow \infty} Z_{G_0}(\bar{t}) - 1 \right| = \frac{\alpha_x}{\alpha_G} - 1 + \beta_0 \frac{e^{-\beta_0} - e^{-\alpha_G}}{(1 - e^{-\alpha_G})(1 - e^{-\beta_0})}; \quad (9)$$

$$\Delta R_{x, \text{мет}} = \Delta Z_{G_{R_0}} = |Z_{G_0}[0, \varepsilon] - 1|_{\max} = \frac{\beta_0}{\alpha_G} - 1 + \left(1 - \frac{\beta_0}{\alpha_G}\right) \cdot \frac{e^{-\beta_0} - e^{-\alpha_G}}{(1 - e^{-\alpha_G})} + \beta_0 \cdot \frac{e^{-\beta_0} - e^{-\alpha_G}}{(1 - e^{-\alpha_G})} \cdot \varepsilon_m + \left(1 - \frac{\beta_0}{\alpha_G}\right) \cdot \frac{1 - e^{-\beta_0}}{(1 - e^{-\alpha_G})} \cdot e^{-\alpha_G \varepsilon_m}, \quad (10)$$

где $\varepsilon_m = -\frac{1}{\alpha_G} \cdot \ln \left| \frac{\beta_0 (e^{-\beta_0} - e^{-\alpha_G})}{(\alpha_G - \beta_0)(1 - e^{-\beta_0})} \right|$ найдено из условия $\frac{d}{d\varepsilon} Z_{G_0}[0, \varepsilon] = 0$.

На рис. 2 приведены оценки погрешности определения R_x, L_x -параметров. ценки (пунктирная линия для параметра R_x , сплошная линия для L_x) получены в зависимости от соотношения $\chi_G = \alpha_G / \beta_0$ параметров сплайна $G_{21}(\bar{t})$ и модели идеального ИС, а также от числа участков интерполяции N_a .

Видно, что при использовании указанных сплайнов при соотношении параметров, близких к номинальным $\chi_G \cong 1,0$, погрешность независимо от числа N_a (аналогично, независимо от способа приближения) стремится к нулю.

Предельные оценки погрешности определения параметров при $\alpha_G \rightarrow \infty$ и при $\alpha_G \rightarrow 0$ соответствуют интерполяции воспроизводимой модели ИС кусочно-ступенчатыми (КС) функциями и кусочно-линейными (КЛ) функциями.

В диапазоне $\chi_G \in [0,5; 1,5]$, то есть в приемлемом для практического применения случае, погрешность измерения параметров R_x, L_x -цепи будет более чем в 2,5 раз меньше по сравнению с интерполяцией КЛ-функциями и более, чем в 8 раз меньше по сравнению с интерполяцией КС-функциями.

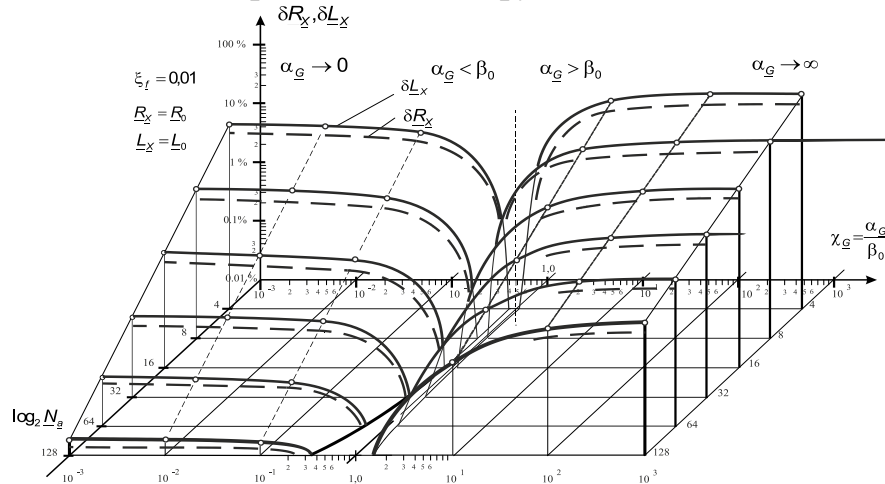


Рис. 2. Оценки погрешности определения параметров R_x, L_x -цепи

Чтобы добиться такого эффекта при применении КЛ- и КС-функций необходимо увеличить частоту дискретизации (число N_a) более, чем в 2 и 16 раз соответственно.

Выводы. Экспоненциальные сплайны образуют "естественный" базис аппроксимирующих функций для выделенного класса испытательных сигналов.

Анализ показывает, что применение экспоненциальной сплайн-интерполяции при формировании ИС, которые относятся к классу экспоненциальных, позволяет повысить точность измерения параметров электрических цепей.

Целесообразно провести исследование погрешности определения параметров электрических цепей при синтезе сигналов на основе других методов приближения, например равномерного приближения.

Литература

1. Байда Н.П. Микропроцессорные системы поэлементного диагностирования РЭА / Н.П. Байда, И.В. Кузьмин, В.Т. Шпилевой. – М.: Радио и Связь, 1987. – 256 с.
2. Лихтциндер Б.Я. Автоматизация поэлементного контроля многополюсных электрических цепей // Измерение, контроль, автоматизация. – М., 1983. – Вып. 3(47). – С. 14 - 24.
3. Мартяшин А.И. Основы инвариантного преобразования параметров электрических цепей / А.И. Мартяшин, К.Л. Куликовский, С.К. Куроедов, Л.В. Орлова: Под ред. А.И. Мартяшина. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 216 с.
4. Туз Ю.М. Некоторые особенности контроля параметров электрических цепей по методу нулей и полюсов / Ю.М. Туз, В.П. Осадченко // Структурные методы повышения точности, чувствительности и быстродействия измерительных приборов и систем. Респ. науч.-техн. конф., вып. 1. – Киев, 1985 – С. 127,128.
5. Алберг Дж. Теория сплайнов и ее приложения / Дж.Алберг., Э.Нильсон, Дж.Уоли. – М.: Мир, 1972. – 320 с.

6. Маккартин Б.Дж. Применение экспоненциальных сплайнов в вычислительной гидродинамике // - *Аэрокосмическая техника*. – 1984. – № 4 (т. 2), апрель. – С. 13 - 20.
7. Михотин В.Д. Использование сплайнов для восстановления дискретизированных сигналов / В.Д. Михотин, Б.В. Чувькин // – *Измерение, контроль, автоматизация (М)*, 1982, вып. 3(43). – С. 17 - 24.
8. Shumkov Yu.S. Exponential splines in electric circuits' parameters measuring / Yu.S. Shumkov // *Actual problems of Measuring Technique "Measurement-98". Proceeding of the International Conference, 7-10 September, 1998, Kyiv, Ukraine*. – Kyiv: NTUU "KPI", AUS DAAD, 1998. – pp. 250 - 253.
9. Цыпкин Я.З. Теория линейных импульсных систем. – М.: Физматгиз, 1963. – 968 с.
10. Улахович Д.А. Основы теории линейных электрических цепей. – СПб.: БХВ-Петербург, 2009. – 816 с.

Науково-технічна конференція викладачів, науковців, аспірантів та студентів, присвячена Дню Науки

**СЕКЦІЯ 2
«МЕТРОЛОГІЯ ТА ВИМІРЮВАЛЬНА ТЕХНІКА»**

БЕЗВЕРХИЙ Є.Ю.

УЛЬТРАЗВУКОВИЙ ЗАСІБ ВИМІРЮВАННЯ ВІДСТАНІ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна, nogowind@mail.ru

Вступ. В даний час у вітчизняній промисловості встановлено і працює значна кількість роботів і автоматичних маніпуляторів. Однак, більшість з них внаслідок недосконалості систем управління вимагають істотного впорядкування робочого середовища, в якій вони функціонують, що веде до великих додаткових витрат і ускладнює їх широке застосування [1].

Для розширення функціональних можливостей роботи необхідно оснастити пристроями, здатними сприймати зовнішню обстановку.

Для мобільних роботів (транспортних візків, порталних і тельферних роботів) одним з таких пристроїв є датчик виявлення перешкоди на шляху руху робота. Відсутність подібного пристрою може призвести до аварії, в результаті якої може вийти з ладу як сам мобільний робот, так і обслуговуюче їм технічне обладнання.

Ультразвук - це коливання пружного середовища з частотою понад 20 000 Гц. Ультразвуковий діапазон частот поділяється на низькочастотні коливання (від 20кГц до 100 кГц), що розповсюджуються повітряним і контактним шляхом, та високочастотні коливання (від 100 кГц до 1 ГГц), що розповсюджуються тільки контактним шляхом. Ультразвук, як і звук, характеризується ультразвуковим тиском (Па), рівнем звукового тиску (дБ), інтенсивністю (Вт/м²) та частотою коливань (Гц). При розповсюдженні в різних середовищах ультразвукові хвилі поглинаються тим швидше, чим вища їх частота. Поглинання ультразвуку супроводжується нагріванням середовища. Ступінь його біологічного впливу (в основному контактного) при контакті з рідким середовищем, в якому поширюються ультразвукові коливання, залежить від часу контакту, інтенсивності, частоти і характеру ультразвукових коливань. У людей, що працюють з ультразвуковими установками нерідко спостерігаються функціональні порушення нервової, серцево-судинної систем, зміна кров'яного тиску, складу і властивостей крові, головний біль, швидка втомлюваність.

Постановка задачі. Дослідження факторів, що впливають на похибку вимірювань відстані в повітрі, і розробка на основі цих досліджень апаратних засобів, що забезпечують високу точність і перешкодозахищеність датчиків.

Результати досліджень та розробки. Швидкий розвиток акустичних методів і засобів контролю відстані обумовлено збільшенням потреб багатьох галузей народного господарства в нових засобах вимірювання взаємного просторового положення елементів машин, розмірів продуктів виробництва, рівень заповнення бункерів, контролю за профілем поверхні деформованої конструкції, так і істотно збільшеними можливостями електроніки, що дозволяють створювати контактні, надійні і економічні пристрої перетворення і обробки сигналів [2].

Необхідність точного і швидкого вимірювання відстаней в діапазоні 0,1-10 м диктується багатьма завданнями практики. Хоча для їх вирішення можуть бути

застосовані радіолокаційні та оптичні методи, звукова ехолокація, основана на використанні акустичних хвиль переважно ультразвукового діапазону частот, має в цьому випадку ряд переваг.

Безконтактні датчики виявлення перешкод можуть бути виконані на основі методів вимірювання відстані, що використовують електромагнітні або ультразвукові хвилі. Дана класифікація приведена на рисунку 1.

Застосування радіаційних методів вимірювання вимагає установки спеціального захисту обслуговуючого персоналу від випромінювання, що пов'язано з додатковими витратами і ускладнює доступ до обладнання. До недоліків оптичного методу слід віднести неможливість роботи в сильно запилених і задимлених приміщеннях, а також виявлення оптично прозорих перешкод. Дослідження часових вимірів в радіохвильовому діапазоні важко через малість часу проходження електромагнітних коливань від датчика до перешкоди і назад. Методи, засновані на використанні низькочастотних електромагнітних коливань, не забезпечують необхідного діапазону виявлення.

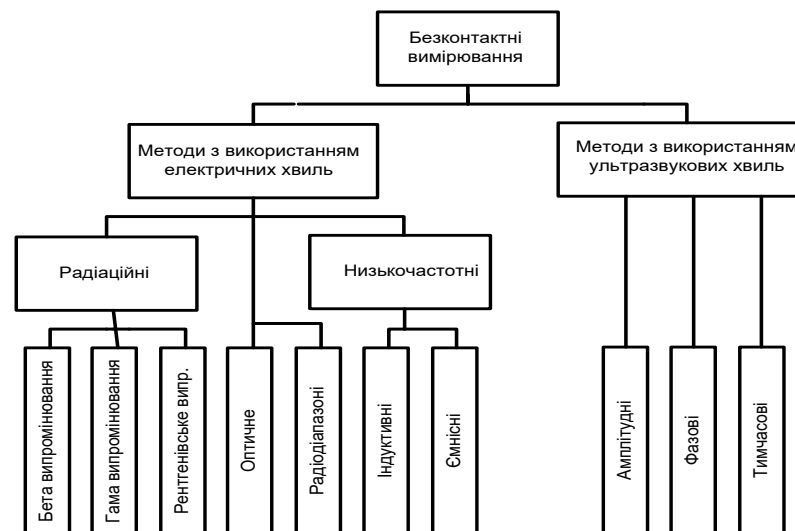


Рис.1 Класифікація методів безконтактного виду вимірювання.

Ультразвуковий метод вільний від перерахованих недоліків. Таким чином, розробка безконтактних ультразвукових датчиків виявлення перешкод є актуальним завданням.

Одним з основних параметрів ультразвукового вимірювального пристрою є його точність, яка залежить від багатьох факторів: властивостей середовища, в якій поширюється акустична хвиля, геометричних і фізичних властивостей об'єкта контролю, характеристик приймально-випромінюючого тракту, способу обробки сигналів, наявності шумів і т.д.

Вплив багатьох з них на точності характеристики ультразвукових пристроїв детально вивчено. Однак до теперішнього часу не досліджені можливості підвищення точності вимірювання в умовах впливу на ультразвуковий пристрій значного шуму. При використанні пристрою в промислових умовах це завдання набуває особливого значення.

Залежно від джерел виробничий шум підрозділяють на: механічний, обумовлений коливаннями деталей машин і їх взаємним переміщенням (шум зубчасті передач, викликаних коливаннями коліс і елементів конструкцій, поєднане з ними; шум кулачкових механізмів, пов'язаний з наявністю змінних сил в зоні контакту пари кулачок-ролик про галас підшипників кочення; шум вібраційних машин і машин ударної дії); шум електричних машин, що включає і так магнітний шум; шум двигунів внутрішнього згоряння (шум вихлопу, всмоктування, процесу згоряння палива); аеродинамічний шум струмостворюючих і струмопровідних машин і пристроїв (вентилятор, трубопроводів, форсунок, пневматичного інструменту). Дослідження перерахованих шумів показали, що найбільш широким спектром володіє аеродинамічний шум.

Як відомо, для підвищення завадостійкості і точності вимірювань необхідно збільшувати відношення сигнал / шум на вході приймача. Цього можна досягти шляхом використання імпульсного способу вимірювання, при якому випромінювання акустичних хвиль проводиться короткочасними періодичними послідовностями тривалістю набагато меншою періоду повторення. При такому способі модуляції зонду чого сигналу кожна з посилок має відносно високий енергетичний рівень при невеликій середній потужності, що витрачається на випромінювання акустичних хвиль. Однак, при цьому виникає похибка, обумовлена дискретністю отримання відліків і залежить від частоти проходження зондувальних імпульсів і параметри руху об'єкта контролю.

Таким чином дослідженню підлягають питання підвищення точності вимірювання відстані ультразвуковим імпульсним способом в умовах впливу значних шумів, а також залежності похибки, викликані дискретністю отримання відліків, від параметрів руху об'єкта контролю.

Висновки. Проведені дослідження показали, що найбільш перспективним датчиком безконтактного виявлення перешкод являється ультразвуковий датчик.

Проведено аналіз джерел похибки вимірювання відстані в повітряному середовищі ультразвуковим методом, в результаті якого встановлено, що найменш вивченими є зміна форми сигналу при відбитті від неплоских об'єктів і поширення в середовищі з квадратичною залежністю коефіцієнта загасання від частоти, а також рух об'єкта.

Література

1. Д.Е. Охоцикий, Ю.А. Кондратьев, В.Н.Кольцов и др. *Разработка акустической сенсорной системы для мобильного робота* – М.: ИПМ им, М.В.Кельдыша АН СССР, 1984, препринт №4.-28с.

2. Горбатов А.А., Рудашевский Г.Е. *Акустические методы измерения расстояния и управления.* - М.: Энергоиздат; 1981.-208 с.

УДК 536.24.083

БЕРЕЗНИЧЕНКО В.О., БОБКОВ Ю.В.

ВИМІРЮВАЧ ЩІЛЬНОСТІ ТЕПЛОВИХ ПОТОКІВ ТА ТЕМПЕРАТУРИ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, vika.bereznichenko@i.ua

Постановка проблеми. На сучасному етапі розвитку промисловості та техніки, одне з перших місць займає питання енергозбереження. Це пов'язано з питанням зменшення наявних енергоресурсів, кліматичними змінами (парникових ефект), та забрудненням оточуючого середовища.

Вирішення цих проблем можливо, в тому числі, за рахунок зменшення втрат теплової енергії.

Це, в свою чергу, потребує контролю за витратами теплових ресурсів і особливо їх непродуктивних витрат.

Для цього необхідно, з однієї сторони, застосування енергозберігаючих технологій та матеріалів, а з другої, дослідження теплових витрат різних об'єктів.

Одним із шляхів вирішення цих проблем є вимірювання щільності теплових потоків та температури.

Аналіз останніх досягнень та публікацій. На сьогоднішній день, існують багато методів вимірювання щільності теплових потоків [1].

Найбільше поширення набув метод «допоміжної стінки». Він заснований на використанні фізичної закономірності встановлення різниці температур на стіні при проходженні через неї теплового потоку.

Цей метод реалізований в серійних батарейних термоелектричних перетворювачах теплового потоку в електричний сигнал постійного струму.

В більшості промислових вимірювачів щільності теплових потоків, використовуються саме такі перетворювачі. Похибка таких вимірювачів складає 6-8%.

Для отримання більш повної якісної та кількісної характеристики додатково необхідне вимірювання температури оточуючого середовища та безпосередньо об'єкта.

Формулювання мети доповіді. Метою розробки є створення та аналіз вимірювача щільності теплових потоків та температури з підвищеними метрологічними характеристиками.

Викладення основного матеріалу. Існуючі вимірювачі щільності теплових потоків та температури виконують вимірювання по 2-х каналах температури та 3-х каналах щільності теплового потоку. В той же час, вимірювання одночасно в 4-х точках дозволяє отримати більший об'єм даних за один цикл вимірювання та має переваги при дослідженні симетричних об'єктів типу «прямокутник», тобто має розширені функціональні можливості.

Була розроблена структурна схема вимірювача щільності теплових потоків та температури, що приведена на рис. 1, де позначено: ДТ – датчики температури; ДП – датчики щільності теплових потоків; К – комутатор; НП – нормуючий пристрій; ФНЧ – фільтр низьких частот; АЦП1, АЦП2 – аналого-цифрові перетворювачі частоти; АЦП – аналого-цифровий перетворювач напруги; МК – мікроконтролер; БП – буферний пристрій; ЦВП – цифровий відліковий пристрій.

В якості датчиків вимірювання щільності теплових потоків, був обраний датчик ДТП9024. Це термоелектричний, гальванічний перетворювач, дія якого, заснована на використанні метода «допоміжної стінки». Він виконаний у вигляді допоміж-

ної стінки, що складається з батареї ідентичних гальванічних термоелементів, ввімкнених паралельно по вимірювальному тепловому потоку і послідовно по генерованому електричному сигналу. Перевагою цього датчика, порівняно з іншими, є широкий діапазон вимірювання щільності теплових потоків та достатньо висока точність.

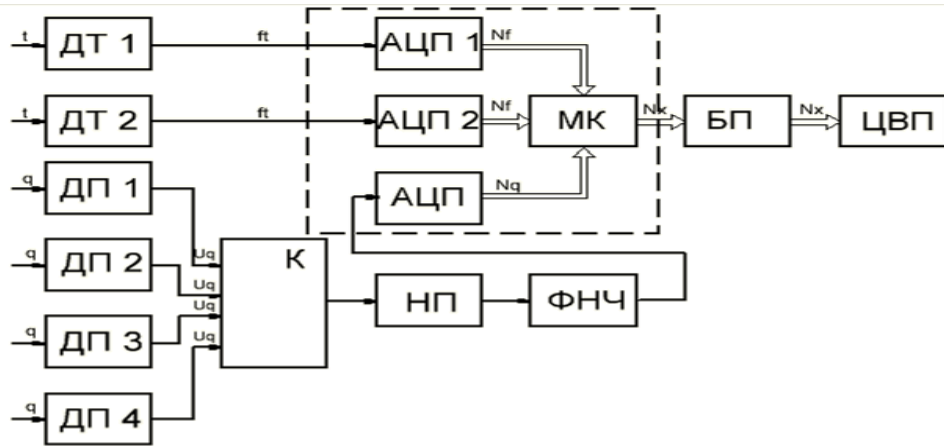


Рис. 1. Структурна схема вимірювача

На огорожувальній конструкції будівель (споруд) або на досліджуваній елемент встановлюються чотири датчики ДТП 0924. Вихідний сигнал у вигляді напруги з датчиків, що підключаються послідовно за допомогою комутатора, надходить до нормуючого пристрою.

За своєю конструкцією, датчики схильні до впливу завад і для їх зменшення, використовують фільтр низьких частот.

З ФНЧ сигнал подається на АЦП, де він перетворюється в цифровий код. Кодовий сигнал оброблюється в мікроконтролері та через буферний пристрій подається на цифровий відліковий пристрій.

Рівняння перетворення каналу щільності теплових потоків має вигляд:

$$N_q = q \cdot K_{ДП} \cdot K_K \cdot K_{НПК} \cdot K_{ФНЧ} \cdot K_{АЦП}$$

де q – значення щільності теплових потоків; $K_{ДП}$ – коефіцієнт передачі датчиків щільності теплових потоків; K_K – коефіцієнт передачі комутатора; $K_{НПК}$ – коефіцієнт передачі нормуючого пристрою; $K_{ФНЧ}$ – коефіцієнт передачі фільтра низьких частот; $K_{АЦП}$ – коефіцієнт передачі аналогово-цифрового перетворювача.

Рівняння похибки каналу щільності теплових потоків:

$$\gamma_q = \gamma_{ДП} + \gamma_K + \gamma_{НПК} + \gamma_{ФНЧ} + \gamma_{АЦП}$$

де $\gamma_{ДП}$ – приведена похибка датчика щільності теплових потоків; γ_K – приведена похибка комутатора; $\gamma_{НПК}$ – приведена похибка нормуючого пристрою; $\gamma_{ФНЧ}$ – приведена похибка фільтра нижніх частот; $\gamma_{АЦП}$ – приведена похибка аналогово-цифрового перетворювача.

В якості датчиків вимірювання температури, використовуються малогабаритні кварцові датчики ПТК-0,05-3М.

Перетворювачі мають частотні виходи, а значення температур можливо розрахувати за формулою: $t=t_0+C_1(\Delta F+F_0)+C_2(\Delta F+F_0)^2+C_3(\Delta F+F_0)^3$, де t - вимірювана температура; ΔF - поточне значення частоти з вимірювача; F_0 - частота, відповідна опорної напруги; C_1, C_2, C_3 - коефіцієнти, визначені при калібруванні в інтервалі робочих температур.

Перевагами кварцових датчиків є: висока точність, довгострокова стабільність, можливість передачі низькочастотного сигналу на відстані до сотні метрів, малогабаритність.

З датчиків, значення температури перетворене в частоту надходить в аналого-цифровий перетворювач частоти, побудований на основі таймерів лічильників мікроконтролера.

Рівняння перетворення каналу температури має вигляд: $N_t=t \cdot K_{ДТ} \cdot K_{АЦЦ}$ де t - значення температури; $K_{ДТ}$ - коефіцієнт передачі датчиків температури; $K_{АЦЦ}$ - коефіцієнт передачі аналогово-цифрових перетворювачів.

Рівняння похибки для каналу температури: $\gamma_t=\gamma_{ДТ}+\gamma_{АЦЦ}+\gamma_{МК}$ де $\gamma_{ДТ}$ - приведена похибка датчика температури; $\gamma_{АЦЦ}$ - приведена похибка аналого-цифрових перетворювачів; $\gamma_{МК}$ - приведена похибка мікроконтролера.

На базі цієї структурної схеми була розроблена функціональна та принципова схеми та проведений аналіз похибок.

В якості комутатора був використаний 8-канальний аналоговий мультиплексор 74НС4051 фірми NXP.

Нормуючий пристрій та фільтр низьких частот були побудовані по стандартних схемах на базі підсилювачів TL 072 і ADA 4096-2, відповідно.

В схемі був застосований мікроконтролер Stm32f103B8 фірми STMicroelectronics з 2-ма 12 розрядними вбудованими АЦП напруги та 7-ма таймерами лічильниками. Два таймери-лічильники були задіяні для побудови АЦП1, АЦП2 частоти.

Проведений аналіз похибок показав, що похибка каналу вимірювання щільності теплових потоків, що включає в себе похибку комутатора, нормуючого пристрою та аналого-цифрового перетворювача складає 0,5 %.

З урахуванням похибки датчика ДТП 9024, яка дорівнює 5 %, сумарна похибка вимірювання щільності теплових потоків склала 5,5 %

Похибка каналу вимірювання температури, що складається з похибки датчика температури, аналого-цифрового перетворювача частоти та похибки мікроконтролера дорівнює 0,2%.

Висновки. Таким чином, розроблений вимірювач щільності теплових потоків та температури має розширені функціональні можливості та більш високі метрологічні характеристики (на 0,5 %) у порівнянні з існуючими промисловими зразками., Застосовані в ньому кварцові датчики температури мають більшу швидкодію, що скорочує час вимірювання.

Подальші дослідження плануються в напрямку оптимізації структури та аналізу шляхів підвищення метрологічних характеристик.

Література

1. Гортышов Ю.Ф. Теория и техника теплофизического эксперимента – М. : Энергоатомиздат, 1993 . – 448 с;
2. Геращенко О. А. Тепловые и температурные измерения. Справочное руководство. К.: Накова думка, 1965, 304 с.
3. В.Ф.Гортышев, Ф.Н.Дресвяников, Н.С.Идиатулин и др., под ред. В.К. Щукина. Теория и техника теплофизического эксперимента – М.: Энергоатомиздат, 1985.-360 с.

УДК 612.821; 681.5.08

БОКЕСВА В.В., ШАНТИР С.В.¹

КОМПЛЕКС СПОСТЕРЕЖЕННЯ СТАНУ ГОЛОВНОГО МОЗКУ ЗА ЙОГО БІОЕЛЕКТРИЧНОЮ АКТИВНІСТЮ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна, ¹shantyr.sv@gmail.com

Вступ. Електроенцефалографія, як неінвазійний метод заснований на спостереженні, реєстрації та дослідженні біоелектричних потенціалів мозку, в аспекті створення вимірювальних засобів висуває суперечливі вимоги, такі як, тривалий час аналізу та широкий частотний діапазон, складна структура процесу змін потенціалів та їх не стаціонарність на інтервалі аналізу. Це ускладнює застосування традиційних методів обробки випадкових процесів та звужує діапазон застосування вимірювальних засобів, як засобів попереднього, та у виключних випадках, первинного перетворення.

Постановка задачі. Метою дослідження є визначення вимог до характеристик та структури побудови комплексу електроенцефалографічного спостереження та оцінки функціонального стану головного мозку за його біоелектричною активністю.

Аналіз принципів побудови сучасних систем для досліджень функційного стану головного мозку людини. Неінвазійний метод дослідження стану головного мозку заснований на виявленні ритмічності його електричної активності за коливаннями електричних потенціалів з поверхні голови, які в кожний момент часу відбивають сумарну електричну активність клітин мозку. Вимірювання відбуваються між двома точками. Існують два способи реєстрації електроенцефалограми - біполярний і монополярний. Під час біполярного відведення реєструється різниця потенціалів між двома активними електродами. Цей метод частіше використовується у клініці, наприклад, для локалізації патологічного осередку в мозку, але він не дозволяє визначити, які коливання виникають під кожним з двох електродів і які їхні амплітудні характеристики. У психофізіології поширеним є інший метод - монополярного відведення. За ним реєструється різниця потенціалів між різними точками на поверхні голови по відношенню до якоїсь однієї індіферентної точки (наприклад, мочки вуха). У цій точці електричні процеси мінімальні і їх можна прийняти за нуль. Електроенцефалограма фіксує складний коливальний про-

цес, в якому можна виділити деякі типи ритмічних коливань. Накопичені в психофізіології дані дозволяють пов'язати їх із певними видами психічної активності.

Результати дослідження характеристик основних ритмів зведені в табл. 1 [1]. Крім фізичних параметрів (потенціал, частота) електроенцефалограма має структурні характеристики зміни потенціалів в часі: α -ритм має тренд на збільшення та зменшення амплітуди тривалістю до 2.. 8 s; збільшення амплітуди γ -ритму понад 15 μV засвідчує патологію; λ -ритм має гострокінцеві хвилі; σ -ритм характеризується спалахами на зростання на початку та зменшення на при кінці.

Таблиця 1. Характеристики біологічних ритмів

Ритм	α	β	γ	δ	Θ	κ	λ	μ	σ
F, Hz	8..14	14..30	30..500	1..4	4..8	8..12	4..5	8..13	10..16
U, μV	30..70	5..30	..15	20..30	4..400	20..30	-	-	..50

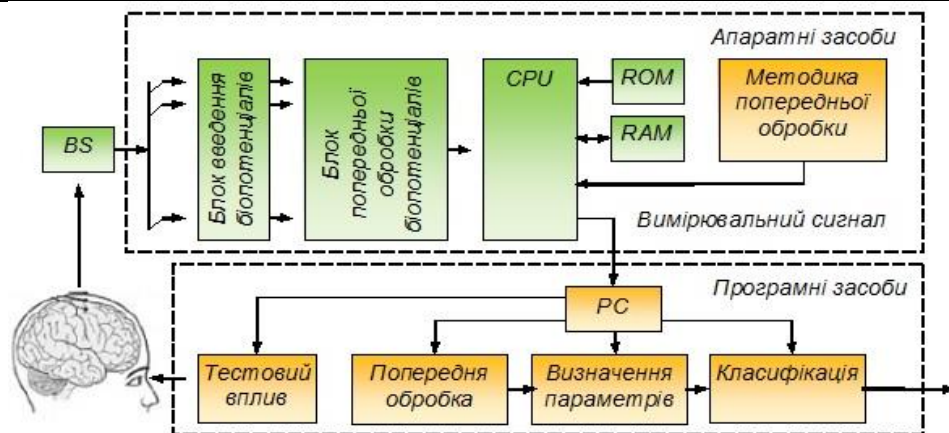


Рис. 1. Архітектура комплексу електроенцефалографічного спостереження

За результатами досліджень вихідної вимірювальної інформації та з врахуванням існуючих обмежень, що до застосування, сформовано основні принципи побудови комплексу електроенцефалографічного спостереження та оцінки функціонального стану головного мозку, першорядні з яких: - комплекс складається з апаратних та програмних засобів; - на апаратні засоби покладається попередня обробка вихідних потенціалів та формування вимірювальних сигналів; - на програмні засоби покладається поетапна обробка та аналіз вимірювальних сигналів з метою отримання вимірювальної інформації та формування оцінки функціонального стану головного мозку в реальному часі; - обробка та аналіз вимірювальної інформації виконується на базі цифрових технологій.

Архітектура комплексу спостереження стану головного мозку за його біоелектричною активністю показана на рис. 1.

Сигнал біоелектричної активності головного мозку поступає з масиву електроенцефалографічних електродів BS, розміщених на поверхності голови пацієнта, на блок введення біопотенціалів, який призначений для узгодження аналогових сигналів сенсорів (електродів) з входами блоку попередньої обробки біопотенціалів. Блок попередньої обробки біопотенціалів виконує операції фільтрації, підсилення, комутації та перетворення форми подання з аналогої до цифрової. Далі

цифровий сигнал поступає на мікроконтролер (CPU), який призначений для формування сигналу вимірювальної інформації, відповідно до стандартних методик для подальшої обробки, та загального керування апаратними засобами комплексу.

На програмні засоби покладається поетапна обробка та аналіз сигналів з метою отримання вимірювальної інформації та формування оцінки функціонального стану головного мозку. До програмного комплексу входять блок попередньої обробки, блок визначення параметрів, блок класифікації та блок тестового впливу. Блок попередньої обробки вимірювальних сигналів забезпечує фільтрацію та визначення наявності корисної складової в вимірювальному сигналі. Блок визначення параметрів призначений для формування вектору параметрів вимірювального сигналу та визначення їх чисельних значень. Блок класифікації виконує класифікацію фізіологічного стану головного мозку відповідно до моделей, які містяться в його базі знань. База знань є динамічною і безперервно формується на основі результатів поточних досліджень. Блок тестового впливу формує візуальні, або інші (тактильні, слухові, температурні, рухомі, болеві) образи для вивизначення області його збудження та реакції функціонування мозку.

Висновки. За визначеними принципами побудовано структуру вимірювального комплексу електроенцефалографічного спостереження та оцінки функціонального стану головного мозку за його біоелектричною активністю в клінічних умовах. Виконано моделювання процесу отримання та обробки α -ритму, яке підтвердило можливість реалізації побудованої структури комплексу за визначеними принципами.

Література

1. Neuman, M.R. *Analysis and application of analog electronic circuits to biomedical instrumentation* / Edited by M.R. Neuman – CRC Press LLC, 2004. – 556 p.
2. Шмидт, Р. *Физиология человека. В 3-х томах. Т.1.* – М.: Мир, 1996. – 323 с.
3. *Клиническая электроэнцефалография (с элементами эпилептологии). Руководство для врачей* / Л.Р.Зенков. – 4е изд. – М. : МЕДпрессинформ, 2011. – 368 с.

УДК 004.896

БОБКОВ Ю.В., БОНДАРЕНКО А.В.

ВИРТУАЛЬНЫЙ МАКЕТ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ РАЗМЕРОВ ОБЪЕКТОВ ПО ИХ ИЗОБРАЖЕНИЯМ

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт», Киев, Украина,
i.am.antoshka@ukr.net

Постановка проблемы. Современное промышленное производство характеризуется необходимостью контроля большого количества параметров изделий. Одними из основных контролируемых параметров в машиностроении, автомобилестроении, судостроении, авиационно-космической и многих других отраслях являются геометрические параметры.

Очень часто возникает необходимость измерения линейных размеров объектов по их изображениям, представленным в цифровом виде. При этом в большинстве случаев для их получения используются цифровые фото- и видеокамеры.

Анализ последних достижений и публикаций. Оптические методы измерений геометрических параметров объектов известны и достаточно хорошо исследованы [1]. Развитие цифровых технологий привело к появлению и широкому внедрению новых методов определения геометрических параметров объектов по их цифровым изображениям [2]. Эти методы широко применяются в системах видеонаблюдения, медицинской, космической, автомобильной, машиностроительной радиоэлектронной и других отраслях промышленности, использующих сборку и выпуск изделий на автоматизированных конвейерных линиях, и связанные с обработкой материалов и деталей по заданным размерам. Несмотря на распространенность подобных систем, недостаточно решен вопрос специализированного программного обеспечения для измерения геометрических размеров объектов по их цифровым изображениям и исследования характеристик этих систем.

Формулировка цели доклада. Целью данной работы является разработка виртуального макета на базе графической среды разработки приложений LabView для измерения геометрических размеров объектов по их изображениям.

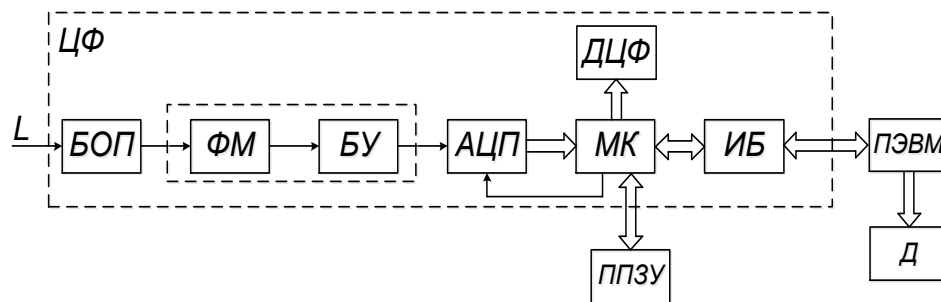


Рис. 1. Структурная схема системы измерения геометрических размеров объектов по их изображениям

Изложение основного материала. Для измерения геометрических размеров объектов по их изображениям используются специальные системы, которые часто являются частью более общих систем технического зрения. Подобные системы обязательно включают в свой состав средства для получения цифрового изображения объекта и вычислительные средства, на базе которых реализуются алгоритмы цифровой обработки полученной информации и алгоритмы определения требуемых (заданных) геометрических параметров. В рамках данной работы решалась задача измерения линейных размеров объектов с использованием цифровых фото- и/или видеокамер. Полученные данные должны были обрабатываться в персональном компьютере с использованием специального программного обеспечения. Для его разработки было принято решение использовать средства обработки изображений программной среды LabView. С учетом этого была разработана структурная схема системы измерения, представленная на рис. 1, где обозначены: L – действительное изображение объекта измерения; БОП – блок оптического преобразования; ФМ – фотоматрица; БУ – буферный усилитель; АЦП – аналого – цифровой преобразователь; МК – микроконтроллер; ДЦФ – дисплей цифровой фотокамеры; ПЗУ - программируемое постоянное запоминающее устройство; ИБ

– интерфейсный блок; ЦФ – цифровая фотокамера; ПЭВМ – персональная электронно – вычислительная машина; Д – дисплей.

На вход блока оптического преобразования поступает действительное изображение объекта измерения в виде световых лучей. Проходя через систему линз и сферических зеркал, изображение поступает в виде экспозиции на фото матрицу, которая состоит из большого количества фоточувствительных элементов - пикселей. На выходе каждого пикселя формируется электрический сигнал, поступающий на буферный усилитель, который, в свою очередь, согласовывает по уровню сигнал с АЦП. В АЦП сигнал преобразовывается в код, после чего поступает в микроконтроллер, где происходит дальнейшая обработка. После обработки в микроконтроллере изображение сохраняется в программируемом постоянном запоминающем устройстве и выводится на дисплей цифровой фотокамеры. Далее полученное изображение в виде цифрового изображения (файла соответствующего формата) копируется из ПЗУ в персональную электронно – вычислительную машину посредством ИБ. В ПЭВМ с помощью специального программного обеспечения происходит определение значений измеряемой величины и вывод результатов на дисплей.

Таким образом, получение цифрового изображения объекта производится с помощью серийно выпускаемой цифровой фотокамеры. При этом её параметры должны быть подобраны с учетом требуемых метрологических характеристик системы.

Основная обработка информации происходит в ПЭВМ. В данной работе для обработки информации используется графическая среда разработки приложений LabView. Для решения задачи измерения размеров объектов по изображению используются следующие средства, функции и структуры [3]: функции геометрических измерений IMAQVision; средство VisionAssistant; структура formulanode.

Обработка информации происходит по следующему алгоритму:

- 1) считывание изображения объекта;
- 2) автоматическое нахождение границ объектов;
- 3) расчет размеров объекта по формуле:

$$h = \frac{H(d-f)}{f}, \text{ где} \quad (1)$$

h - линейный размер объекта измерения; H – экспозиция объекта измерения на матрицу ЦФ; d – расстояние от ЦФ до объекта измерения; f – фокусное расстояние, с которым было получено изображение объекта измерения.

Данная формула была получена из формулы для тонкой линзы, схема хода лучей которой представлена на рис. 2.

Формула тонкой линзы [4]: $\frac{1}{D} + \frac{1}{d} = \frac{1}{f}, \text{ где} \quad (2)$

d - расстояние от линзы до объекта, D - расстояние от линзы до фото матрицы.

Для упрощения формулы тонкой линзы умножим левую и правую части формулы на d :

$$1 + \frac{d}{D} = \frac{d}{f}. \quad (3)$$

По свойству прямоугольного треугольника, согласно рис. 2:

$$h = d \cdot \tan \alpha;$$

$$H = D \cdot \tan \alpha.$$

Подставив последние равенства в левую часть (3) получаем формулу (1).

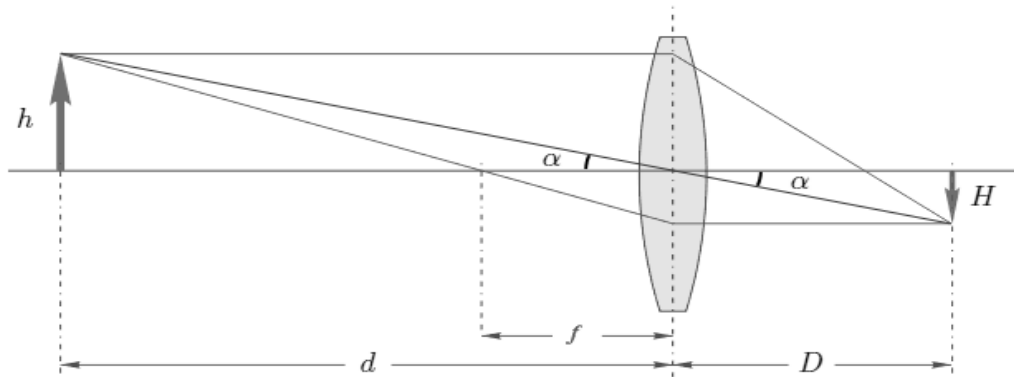


Рис. 2. Схема хода лучей в тонкой линзе

С учетом приведенного выше алгоритма обработки информации был разработан следующий виртуальный макет в среде LabView, блок-диаграмма которого представлена на рис. 3, где обозначено: 1 – блок считывания изображения объекта измерения; 2 – блок автоматического нахождения границ объекта и расчета длины и ширины объекта в пикселях; 3 – блок расчета ширины объекта измерения; 4 – блок расчета длины объекта измерения; 5 – блок выбора размера фото матрицы ЦФ.

Блок считывания изображения объекта измерения позволяет считать полученные с помощью ЦФ и сохраненные в виде файла данные об объекте измерения по указанному пути.

Блок автоматического нахождения границ объекта и расчета длины и ширины объекта в пикселях реализован с помощью стандартной структуры, входящей в пакет функций геометрических измерений IMAQVision.

Блоки расчета ширины и длины объекта измерения используют полученные выше формулы и реализованы в виде стандартных вычислительных структур LabView.

Передняя панель виртуального макета представлена на рис. 4, где: 1 – блок входной информации о параметрах ЦФ и цифрового изображения объекта; 2 – блок вывода результатов измерения геометрических размеров изображения объекта; 3 – блок вывода изображения объекта и его границ.

Блок входной информации о параметрах ЦФ и цифрового изображения объекта позволяет установить все необходимые для последующего вычисления размеров объекта параметры.

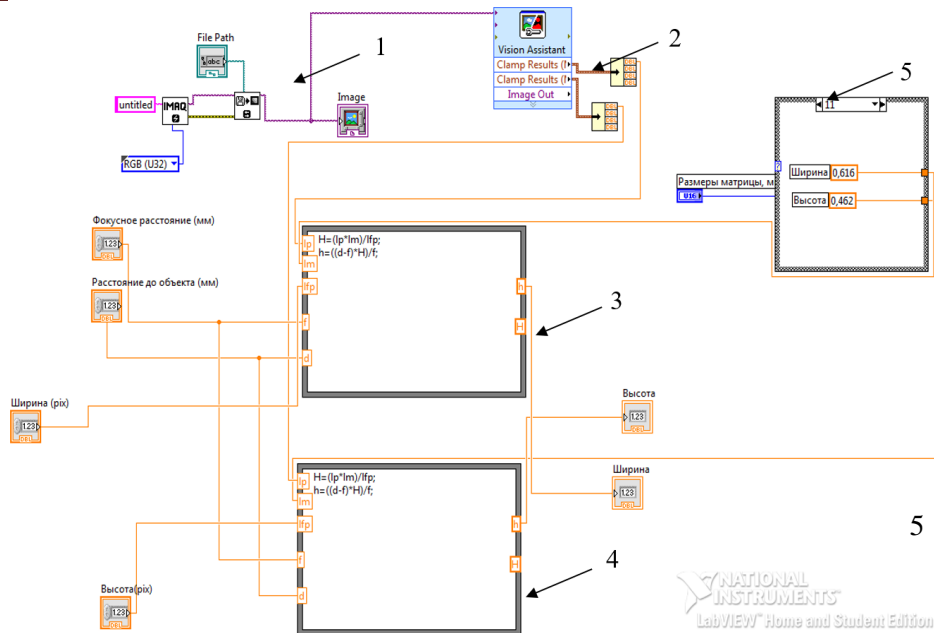


Рис. 3. Блок-диаграмма виртуального макета

Размеры матрицы, фокусное расстояние, ширина и высота поля изображения в пикселях определяются техническими характеристиками ЦФ и выбранными в ней режимами работы. Значения этих параметров достаточно стабильны и не зависят от объекта измерения.

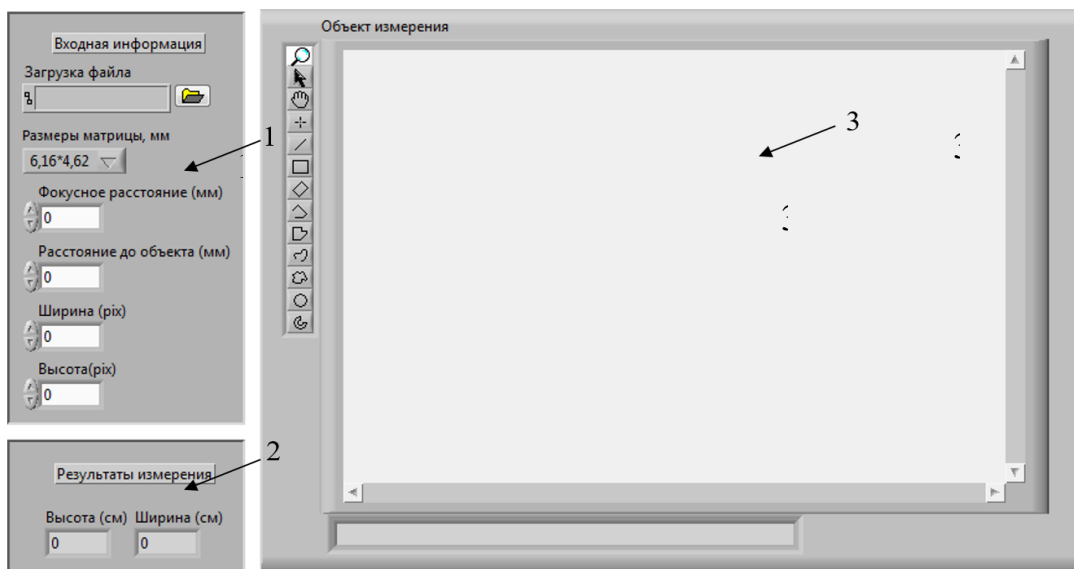


Рис. 4 – Окно пользователя виртуального макета

Расстояние до объекта измерения должно быть либо измерено с помощью дополнительных средств измерения с заданной точностью, либо объект измерения должен быть расположен с заданной точностью в точке измерения. Точность определения расстояния существенно влияет на точность измерения размеров объекта.

Поскольку все вышеуказанные параметры определяются с определенной точностью и существенно зависят от конкретного экземпляра ЦФ, условий проведения измерений, точности измерения расстояния до объекта, то для получения требуемых метрологических характеристик необходимо производить предварительную калибровку ЦФ.

Технологии калибровки можно разделить на 2 вида [5]:

1) фотограмметрическая калибровка.

Калибровка ЦФ проводится наблюдением за калибровочным объектом, геометрия которого в 3D пространстве известна с большей точностью. Калибровочный объект обычно состоит из 2 или 3 плоскостей ортогональных друг другу. Иногда плоскости подвергаются точно заданному преобразованию. По результатам калибровки определяются необходимые коэффициенты, которые вносятся в соответствующее программное обеспечение. Фотограмметрическая калибровка требует использования дорогих калибровочных аппаратов, высокоточных калибровочных объектов и их скрупулезной установки.

2) самокалибровка.

Технологии этой категории не используют калибровочных объектов. Используется только движение камеры в статической сцене. Если изображения будут получены от одной и той же камеры с фиксированными внутренними параметрами, то соответствий между тремя изображениями статической сцены достаточно для получения и внутренних, и внешних параметров, которые позволят реконструировать 3D структуру.

Вывод. Был разработан и исследован виртуальный макет для измерения геометрических размеров объектов по их изображениям, полученным с помощью ЦФ. Проведенные исследования показали, что приведенная погрешность измерения размеров не превышает $\pm 1\%$. Для повышения точности измерений необходимо совершенствование системы позиционирования объекта на заданном расстоянии или его более точное определение.

Дальнейшее направление работы предполагает исследование методов повышения точности.

Литература

1. Андреев А. Н., Гаврилов Е. В., Ишанин Г.Г. *Оптические измерения*. - М.: Логос, 2012. - 416с.
2. Гонсалес Р., Вудс Р. *Цифровая обработка изображений* - М.: Техносфера, 2005.- 1072с.
3. Визильтер Ю., Желтов С., Князь В. *Обработка и анализ цифровых изображений с примерами на LabVIEW IMAQ Vision* - М., «ДМК Пресс», 2008. - 464 с.
4. Вестон К. *Цифровая зеркальная камера* - М., «Арт-Родник», 2007. - 192 с.
5. Zhang Z. *A flexible new technique for camera calibration* – США, 1998. – 325 с.

УДК 536.532

БОНДАРЕНКО А.К., БОБКОВ Ю.В.

СИСТЕМА ВИМІРЮВАННЯ ТЕМПЕРАТУРНИХ РЕЖИМІВ ЯДЕРНИХ РЕАКТОРІВ НА БАЗІ ІНТЕЛЕКТУАЛЬНИХ ДАТЧИКІВ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна, a.k.bond@yandex.ru

Постановка проблеми. Ядерна енергетика займає значне місце в світовій енергетичній системі. В той же час вона є одним з найнебезпечніших елементів цієї системи. Саме тому дуже важливим є контроль усіх технологічних параметрів, в першу чергу, температурних режимів ядерного реактора, що дають інтегральну характеристику його функціонування [1].

З метою забезпечення енергетичної незалежності Україна планує перехід на використання американського ядерного палива Westinghouse, зокрема на Запорізькій атомній електростанції (ЗАЕС) [2]. Проте реактори типу ВВЕР-1000, що працюють на ЗАЕС, проектно не розраховані для роботи на цьому паливі. Тому передбачено експериментальне запровадження використання палива Westinghouse з додатковим розширенням дослідженням всіх характеристик реактора, в першу чергу стану теплоносія.

Слід зазначити, що на сьогодні для вимірювання температурних параметрів застосовуються застарілі вимірювальні системи. Основним їх недоліком є неможливість визначення температурного розподілу по висоті активної зони. Так як охолодження теплоносія під кришкою реактора має здійснюватися за рахунок втрати тепла в навколишнє середовище, а температура теплоносія під кришкою реактора вища температури решти теплоносія, то при зниженні тиску під кришкою реактора можуть створитися умови насичення, що призведе до утворення небезпечного паро-газового міхура. Тому модернізація існуючих систем, підвищення їх надійності та точності є актуальною задачею.

Аналіз останніх досягнень та публікацій. На сьогоднішній день в США та в Російській Федерації паралельно розроблений та запатентований спосіб визначення температури та рівня теплоносія в реакторі [3]. Він полягає в розташуванні по висоті реактора термопар, що нагріваються, і термопар, що не нагріваються. Апаратурою обчислюються похідні за часом сигналів, що надходять з термопар, і, використовуючи значення похідних, визначається коефіцієнт тепловіддачі в зоні розміщення термопар, що нагріваються, за величиною якого судять про наявність теплоносія в цій зоні.

Застосування цього способу потребує наявності сучасного вимірювального та обчислювального обладнання, що надає можливість проведення достатньо складної обробки результатів вимірювання. При цьому значно збільшуються вимоги до датчиків, каналів передачі інформації, алгоритмів обробки вимірювальних сигналів.

Для вирішення цієї задачі доцільно застосування інтелектуальних датчиків, які містять в одному корпусі перетворювач і мікропроцесор, що дозволяє виконувати основні операції по перетворенню і підвищенню достовірності вимірюваної інформації в місці її виникнення.

Формулювання мети доповіді. Метою даної роботи є розробка нових структур вимірювання температури теплоносія ядерного реактора на основі інтелектуальних датчиків.

Перший варіант структурної схеми системи вимірювання температурних режимів ядерного реактора з аналоговою передачею вимірювальної інформації та дво-направленою передачею цифрової інформації за допомогою HART-модему наведено на рис.1, де позначено: Д1, Д2... Д93, Д94 – інтелектуальні датчики температури; К 1-1... К 3-1 – диференціальні комутатори; ПСН – перетворювач струм-напруга; ФНЧ – фільтр низьких частот; АЦП – аналого-цифровий перетворювач; МК – мікроконтролер; ДОН – джерело опорної напруги; ПЕОМ – персональна електронно-обчислювальна машина; Д – дисплей; ІБ – інтерфейсний блок; БЖ – блок живлення.

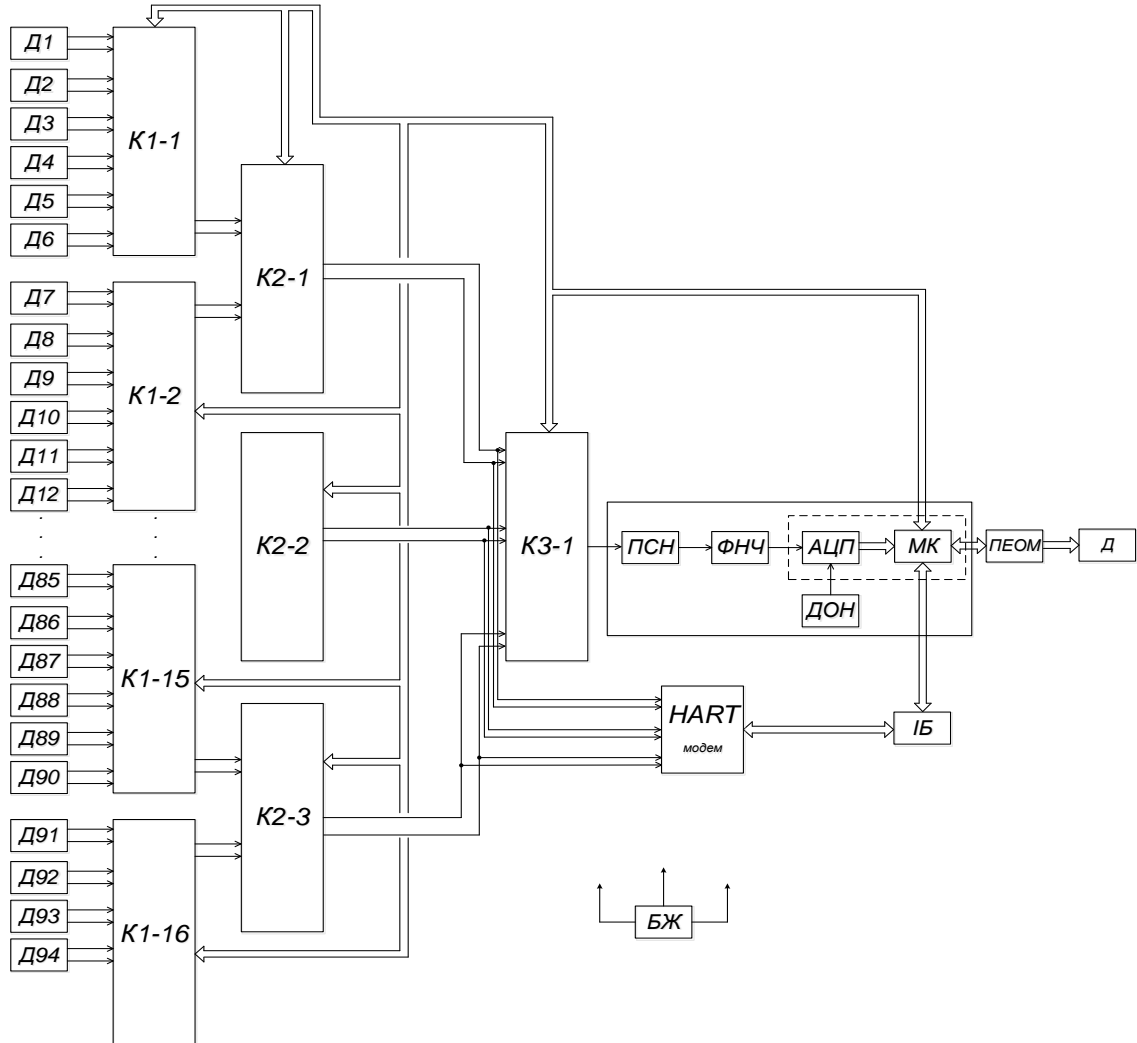


Рис.1. Структурна схема системи вимірювання температурних режимів ядерного реактора з аналоговою передачею вимірювальної інформації та з HART-модемом

Викладення основного матеріалу. Ядерний реактор - пристрій, призначений для організації керованої самопідтримуваної ланцюгової реакції поділу, яка завжди супроводжується виділенням енергії та являє собою вертикальний циліндричний посуд з еліптичним днищем, всередині якого знаходиться активна зона розміром 3,12 m на 3,50 m та внутрішньо корпусні пристрої [4]. Згідно вимог ГОСТ 24789-81 «Каналы измерительные системы внутриреакторного контроля ядерных энергетических корпусных реакторов с водой под давлением. Общие

технические требования» до конструкції ядерних реакторів, в об'ємі протікання теплоносія розташовується 94 температурних датчики.

Провідні компанії виготовляють промислові інтелектуальні датчики з довгими первинними перетворювачами захисних чохлах, що дозволяють працювати в середовищі іонізуючого випромінювання та можуть бути розміщені в необхідних елементах ядерного реактора. В якості прикладу можна привести інтелектуальні датчики фірми Rosemount, що повністю відповідають зазначеним вище вимогам. Більшість датчиків фірми Rosemount застосовують передачу аналогової інформації по двохпровідній лінії та двонаправлену передачу цифрової інформації по тій самій лінії за допомогою HART-протоколу. Слід зазначити, що побудова системи вимірювання з використанням інтелектуальних датчиків на базі HART-протоколу при їх кількості більше 10 потребує розробки спеціальних структур. При цьому зростають апаратні затрати та виникає задача оптимізації системи.

Розглянемо варіанти побудови системи вимірювання температурних режимів ядерного реактора на базі 94-х інтелектуальних датчиків з урахуванням можливостей передачі вимірювальної інформації як в аналоговому, так і цифровому вигляді.

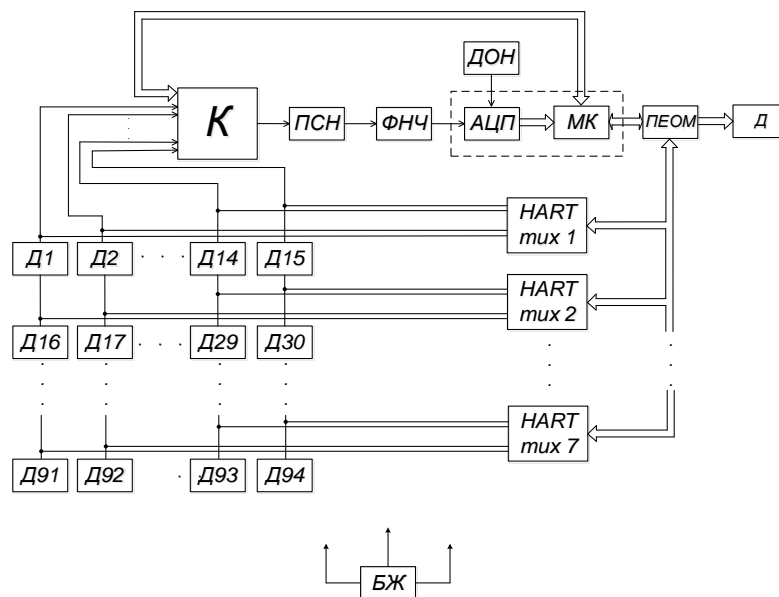


Рис.2 - Структурна схема системи вимірювання температурних режимів ядерного реактора з аналоговою передачею вимірювальної інформації та HART-мультиплексорами

В якості інтелектуальних датчиків використовуються інтелектуальні перетворювачі температури фірми Rosemount моделі 248 з сенсорамі у вигляді термоелектричного перетворювача типу К (ТХА).

Комутований струмовий сигнал в діапазоні значень 4...20 мАз кожного датчика передається на ПСН, ФНЧ 2-го порядку з частотою зрізу 10 Hz і далі на АЦП, розташований на одному кристалі з мікроконтролером, і там перетворюється в цифровий код. Налаштування інтелектуальних датчиків здійснюється оператором за допомогою HART – модема через ПЕОМ. Для зв'язку HART – модема з мікро-

контролером необхідний інтерфейсний блок, який перетворює інтерфейс HART – модема RS-232 в інтерфейс мікроконтролера SPI і в зворотному напрямку.

Другий варіант структурної схеми системи вимірювання температурних режимів ядерного реактора з аналоговою передачею вимірювальної інформації та двонаправленою передачею цифрової інформації за допомогою HART-мультиплексорів наведений на рис. 2, де додатково позначено: HART-mux1...HART-mux15 – HART – мультиплексори.

Вимірювальна частина другого варіанту структурної схеми аналогічна до вимірювальної частини першого варіанту системи. Відмінність полягає в тому, що для уникнення режиму з'єднання «точка-точка» та, як наслідок, нагромадження комутаторів, налаштування параметрів роботи датчиків здійснюється через HART – мультиплексори.

До переваг схем вимірювання температури з аналоговою передачею даних відносяться висока заводозахищеність шляхів передачі інформації, достатньо висока швидкодія, що визначається тільки швидкодією АЦП, так як формування значення аналогового сигналу відбувається заздалегідь, до моменту початку вимірювання. До недоліків схем з аналоговою передачею відноситься наявність складної системи комутації аналогових та цифрових сигналів, що збільшує апаратні затрати, ускладнює структуру та знижує її надійність.

Третій варіант структурної схеми системи вимірювання температурних режимів ядерного реактора з двонаправленою передачею цифрової інформації, в тому числі вимірювальної, за допомогою HART – мультиплексоранаведений на рис.3.

В наведеному варіанті використовується багатоточковий режим роботи, в якому інтелектуальний датчик отримує та передає інформацію лише в цифровому вигляді.

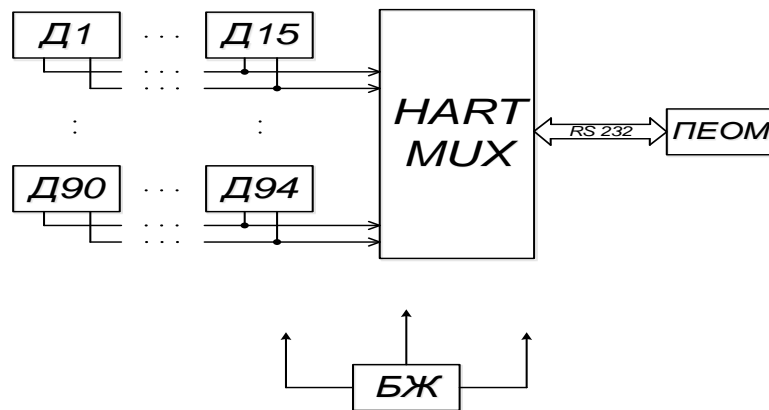


Рис. 3 - Структурна схема системи вимірювання температурних режимів ядерного реактора з цифровою передачею вимірювальної інформації

Аналоговий вихід автоматично фіксується на мінімальному значенні 4 mA, що необхідне для живлення пристрою, і не містить інформації про вимірювану величину. Вимірювальна інформація по двохпровідній лінії в цифровому вигляді передається через HART – мультиплексор за допомогою HART-протоколу. По тій

самій лінії також здійснюється через HART –мультиплексор обмін цифровою службовою інформацією.

До однієї двохпроводної лінії може бути підключено до 15 датчиків. Довжина лінії зв'язку визначається її якістю, а також потужністю блоку живлення [5].

Усі датчики в багатоточковому режимі мають свою унікальну адресу від одного до п'ятнадцяти, за якою здійснюється звернення до кожного з них. Система управління визначає усі датчики, які підключені до лінії, та може працювати з будь-яким з них.

Зв'язок HART-мультиплексора з системою управління здійснюється по інтерфейсу RS-232.

Наведений варіант побудови може застосовуватись для більш розгалуженої системи вимірювання, що включає до 480 інтелектуальних датчиків. Наприклад, можливо застосування до 30 16-канальних HART-мультиплексорів, з'єднаних по інтерфейсу RS-485 з ПЕОМ.

До переваг схеми вимірювання температури з цифровою передачею даних відносяться: більш простий спосіб побудови розподіленої системи, менша кількість ліній зв'язку. До недоліків схеми вимірювання температури з цифровою передачею даних відносяться більш низька завадозахищеність, а відповідно надійність передачі інформації. Проте основним недоліком даної схеми є низька швидкодія. Це пов'язане з тим, що цифрова вимірювальна і службова інформація передаються одними й тими каналами передачі в послідовному режимі. Передача даних від окремих датчиків теж здійснюється послідовно. Максимальна швидкість передачі в лінії обмежується значенням 1200 bit/s. При значній кількості датчиків та високих швидкостях зміни вимірювальної інформації застосування даної схеми обмежується вимогами безпеки при виникненні аварійних ситуацій.

Висновки. В роботі розроблені та проаналізовані 3 варіанти структурних схем системи вимірювання температурних режимів ядерного реактора. З урахуванням того, що інформація про температурний режим є основною щодо правильності функціонування реактора та відсутності аварійних ситуацій основним критерієм вибору повинна бути надійність та швидкодія системи.

Як зазначалось вище, основну небезпеку при порушенні температурного режиму становить виникнення паро-газового міхура. Процес його появи та наростання носить лавиноподібний характер та відзначається швидкими змінами значень температури, а точніше теплового потоку. Тому при створенні 94-канальної системи вимірювання не доцільно використовувати третій варіант побудови на основі передачі вимірювальної інформації тільки в цифровому вигляді.

Більшу перевагу мають перший та другий варіанти. Побудова вимірювального каналу в них дуже схожа. Проте перший варіант має складний багаторівневий аналоговий комутатор, що призводить до більш низької надійності та ускладнення алгоритму керування.

Найбільш оптимальним з технічної точки зору є другий варіант побудови схеми. Проте застосування значної кількості HART-мультиплексорів призводить до удорожчання системи.

Подальшим напрямком дослідження є аналіз метрологічних характеристик розроблених структурних схем.

Література

1. Дементьев, Б.А. Ядерные энергетические реакторы / Б.А. Дементьев. - М.: Энергоатомиздат, 1990. — С. 21—22. — 351 с.
2. Украина готовится внедрить американское ядерное топливо Westinghouse на Запорожской АЭС // Униан. – 2015. – 19 октября - URL: <http://www.unian.net/1156489-x.html>
3. Патент США № US4592230 A, US 06/514,600. James P. Waring, Robert D. Smith, Scandpower, Inc. Apparatus for and method of determining the liquid coolant level in a nuclear reactor.
4. Овчинников Ф. Я., Семёнов В. В. Эксплуатационные режимы водо-водяных энергетических реакторов.- 3 изд., пер. и доп. - М.: Энергоатомиздат, 1988. — 359 с.
5. Протокол HART - URL: <http://ru.hartcomm.org/>.

УДК 620.1.08

БОБКОВ Ю.В., ЧЕРНЕНКО И.А.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ТЕМПЕРАТУРНОЙ ЗАВИСИМОСТИ СКОРОСТИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ УЛЬТРАЗВУКА НА ПОГРЕШНОСТЬ ДЕФЕКТΟΣКОПА СВАРНЫХ ШВОВ

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт», Киев, Украина,
inna8.321@gmail.com

Постановка проблемы. Ультразвуковая дефектоскопия сварных соединений, особенно сварных швов магистральных трубопроводов, как правило, производится в широком диапазоне рабочих температур, обусловленном полевыми условиями измерений, как в холодное, так и в жаркое время года. Изменение температуры окружающей среды существенно влияет на точность измерений, что обусловлено в первую очередь температурной зависимостью скорости распространения ультразвуковых волн в различных материалах. Для повышения точности измерений необходимо компенсировать возникающую температурную погрешность.

Анализ последних достижений и публикаций. Температурная зависимость скорости ультразвука при распространении в различных средах достаточно хорошо исследована [1]. При этом каждое исследование посвящено вполне определенным материалам или группе сходных по физико-химическим свойствам материалов. При дефектоскопии сварных швов распространение ультразвуковой волны происходит в различных, разнородных по свойствам, материалах. Поэтому непосредственное использование уже имеющихся результатов исследований в полной мере не возможно.

Следует отметить, что вопросам влияния скорости изменения ультразвука на точность измерений при ультразвуковой дефектоскопии и коррекции возникающей температурной погрешности уделено недостаточное внимание.

Формулировка цели доклада. Целью данной работы является исследование влияния температурной зависимости скорости распространения ультразвука на погрешность измерения дефектоскопа сварных швов магистральных трубопроводов.

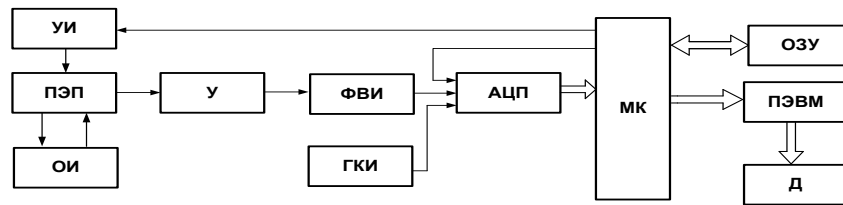


Рис. 1. Структурная схема дефектоскопа сварных швов магистральных трубопроводов

Изложение основного материала. В рамках данной работы была разработана структурная схема дефектоскопа сварных швов магистральных трубопроводов, приведенная на рис. 1, где обозначены: УИ - усилитель импульсов; ПЭП – пьезоэлектрический преобразователь; ОИ – объект измерения; У – усилитель; ФВИ - формирователь временных интервалов; ГКИ – генератор квантовых импульсов; АЦП - аналого-цифровой преобразователь времени; МК – микроконтроллер; ОЗУ - оперативное запоминающее устройство; ПЭВМ – персональная электронная вычислительная машина; Д – дисплей.

Дефектоскоп позволяет проводить косвенные измерения глубины залегания дефектов при одностороннем доступе к объекту контроля применением наклонных ультразвуковых пьезоэлектрических преобразователей ПЭП.

Микроконтроллер МК подает зондирующие импульсы на усилитель импульсов УИ, а тот на ультразвуковой ПЭП, который излучает ультразвуковые импульсы с определенной частотой и принимает сигналы, отраженные от дефектов. Далее сигнал усиливается усилителем У и поступает на формирователь временных интервалов ФВИ. Временной интервал формируется между первым зондирующим импульсом, отраженным от поверхности ОИ и каждым последующим, пришедшим за период, откликом. АЦП выполняет преобразование временных интервалов в код. Далее МК производит вычисления глубины залегания дефектов на основе заранее известной скорости распространения ультразвука по формуле [2]:

$$d_{\theta} = \frac{c_{ст} \cdot \cos(\beta) \cdot t_{УВМ}}{2} \quad (1)$$

где d_{θ} - глубина залегания дефекта; $c_{ст}$ - скорость распространения ультразвука в стали; β - угол заломления в сварном шве; $t_{УВМ}$ - время прохождения отраженной от дефекта ультразвуковой волны в сварном шве, пропорциональное глубине залегания дефекта.

Для обеспечения хорошего акустического контакта ПЭП со сварным швом и минимизации потерь при прохождении ультразвуковой волны от преобразователя до сварного шва необходимо использовать слой контактной жидкости. Модель прохождения ультразвукового сигнала при наличии слоя контактной жидкости приведена на рис. 2.

На выходе ПЭП отраженный сигнал появляется в момент времени O_2 , после отражения от внешней поверхности, пройдя путь l_1+l_5 . Следующий отраженный сигнал от дефекта или от донной поверхности объекта измерения появляется в момент времени O_3 , пройдя путь $l_1+l_2+l_3+l_4$. Отрезкам пути l_1, l_2, l_3, l_4 соответствуют временные интервалы t_1, t_2, t_3, t_4 прохождения УЗ волны.

Глубина залегания дефекта определяется отрезками пути l_2 и l_3 , и соответственно временными интервалами t_2 и t_3 . То есть время прохождения УЗ волны в стали будет равно $t'_2=t_2+t_3$. Измеряемый временной интервал соответствует интервалу времени между моментами времени O_2 и O_3 прихода отраженных импульсов.

Очевидно, что он будет равен $t'_1=t_2-t_5+t_3+t_4$. Полагая, что $l_5=l_4$ и $t_5=t_4$ можно записать $t'_1=t'_2=t_2-t_5+t_3+t_4=t_2+t_3$.

Таким образом, время и характер прохождения УЗ волны в слое контактной жидкости не оказывают влияния на результат измерения глубины залегания дефекта и при расчёте достаточно учитывать только свойства шва (стали).

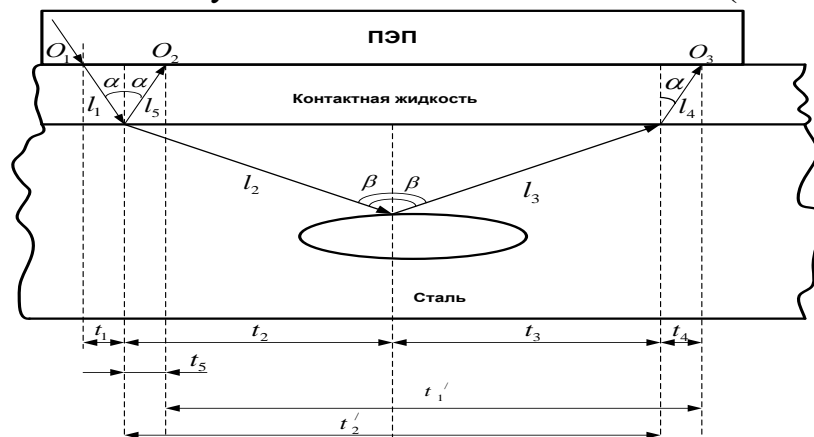


Рис. 2. Модель прохождения ультразвука

Рассмотрим влияние температуры на скорость распространения ультразвука в слое сварного шва. Изменение скорости ультразвука определяется следующей температурной зависимостью[3]:

$$c=c_0+K_C(t-t_0), \quad (2)$$

где c_0 - скорость распространения УЗ в среде при температуре t_0 ; c - скорость распространения ультразвука в среде при температуре среды t ; t - температура среды; K_C - температурный коэффициент скорости ультразвука в среде [3].

С учетом этого формула (1) примет вид:

$$d_x = \frac{[c_H + K_C \cdot (t_{xOC} - t_{HOC})] \cdot \cos(\beta) \cdot t_x}{2}, \quad (3)$$

где $c_H=5850 \text{ m/s}$ - значение скорости распространения ультразвука в стали при нормальных условиях ($t_{HOC}=20^\circ\text{C}$); t_{xOC} - значение температуры окружающей среды в момент времени измерения; $K_C=0,7 \text{ m(s}\cdot^\circ\text{C)}$ - температурный коэффи-

коэффициент скорости ультразвука в стали; β - угол заломления ультразвуковой волны в стали полагаем равным 10° при условии что угол ввода УЗ волны в слое контактной жидкости составляет 3° ; t_x - измеренный временной интервал, пропорциональное глубине залегания дефекта.

Абсолютное значение температурной погрешности равно:

$$\Delta_{d_t} = d_x - d_n = \frac{\cos(\beta)}{2} \cdot [(c_n + K_c \cdot (t_{x_{OC}} - t_{n_{OC}}))] \cdot t_x - c_n \cdot t_n. \quad (4)$$

Приведенное значение температурной погрешности будет:

$$\delta_{d_t} = \frac{\Delta_{d_t}}{d_n} \cdot 100 = \frac{d_x - d_n}{d_n} \cdot 100. \quad (5)$$

Полагая, что, $t_{x_{OC}} = 30^\circ C$, $d_n = 30 \cdot 10^3$ м получим: $\Delta_{d_t} = 0,036 \cdot 10^{-3}$ м и $\delta_{d_t} = 0,12$ %.

Значение приведенной погрешности измерения глубины залегания дефектов для серийно выпускаемых промышленностью дефектоскопов находится на уровне 0,3 % - 0,5 %. Таким образом, полученное значение температурной погрешности из-за изменения скорости ультразвука соизмеримо с погрешностью измерения глубины залегания дефекта. Следовательно, необходимо принятие специальных мер по уменьшению влияния температурной погрешности из-за изменения температуры путем введения соответствующей коррекции.

Выводы. Проведенные исследования влияния температурной погрешности из-за изменения скорости ультразвука на точность измерения дефектоскопа, показали, что она находится на уровне 0,12% и соизмерима с погрешностью измерения расстояния до дефекта. Для уменьшения влияния этой погрешности необходимо введение температурной коррекции с использованием формулы (3). Однако при этом необходимо введение дополнительного измерительного канала температуры.

Дальнейшими направлениями исследования является разработка дефектоскопа с коррекцией температурной погрешности.

Литература

1. Н. И. Базалеев, В. В. Брюховецкий и др. *Тепловизионная акустотермографическая дефектоскопия конструкционных материалов// Вопросы атомной науки и техники, 2011. – №2.- С. 178-185.*
2. И.Н. Ермолов, А.Х. Вопилкин *Расчеты в ультразвуковой дефектоскопии..- М.:, 2004. -109с.*
3. А.С. Енахович *Краткий справочник по физике. - М.: Выс. шк., 1976. – 288 с.*

УДК 681.3; 681.518.3

ВАСІНСЬКИЙ Е.П.¹, ШАНТИР С.В.²

ДОСЛІДЖЕННЯ АЛГОРИТМУ ОБРОБКИ ВІБРОСИГНАЛУ МЕТОДОМ ІМІТАЦІЙНОГО МОДЕЛЮВАННЯ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна, ¹juicyfrootz16@gmail.com, ²shantyr.sv@gmail.com

Застосування методу імітаційного моделювання на етапі проектування дозволяє виконати дослідження алгоритмів обробки вимірювальної інформації, складність яких унеможливує аналітичне дослідження, до стадії створення реальних блоків системи, які в подальшому будуть реалізовувати такі алгоритми [1]. Створення на універсальних комп'ютерах імітаційних моделей алгоритмів (блок-схем) окремих засобів вимірювальної техніки, які побудовані на мікроконтролерах, потребує розв'язання проблем пов'язаних із задоволенням суперечливих вимог: продуктивність комп'ютера для забезпечення режиму роботи моделі в реальному часі; складність алгоритму, яку можна визначити, наприклад, як його довжину; розрядність числа і шини даних; мінімізація похибок обчислень; мінімізація об'єму пам'яті для розташування програм і даних та інше.

Постановка задачі. Дослідження алгоритму вимірювання віброшвидкості методом імітаційного моделювання з метою визначення його метрологічних характеристик і оцінки можливості використання в мікропроцесорних вимірювальних блоках системи захисного моніторингу.

Структура схеми дослідження, як показано на рис. 1, складається з наступних складових: модель об'єкта, блок визначення параметрів вібросигналу, імітаційна модель алгоритму, блок визначення похибок та відображення залежностей.

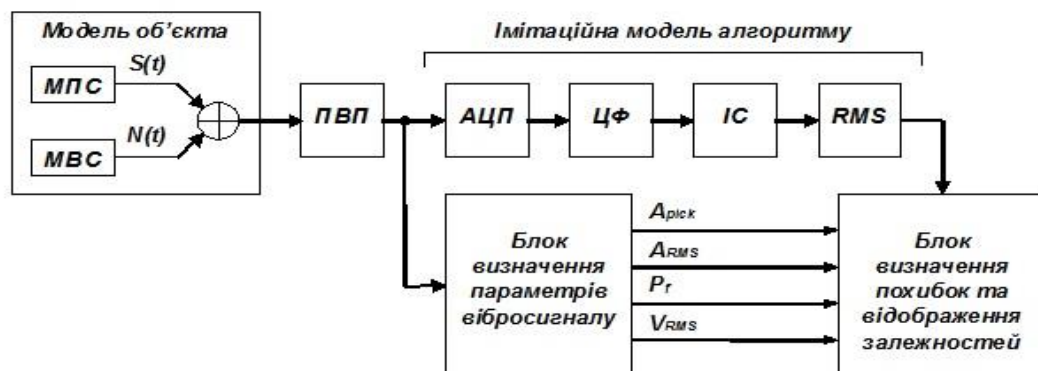


Рис. 1. Структура схеми дослідження методом імітаційного моделювання

Модель об'єкта імітує вимірювальну інформацію про його стан, носієм якої є параметр вібрації - вібропереміщення. Модель є додатком регулярної $S(t)$ та випадкової $N(t)$ складових $Y_S(t) = S(t) + N(t)$.

Регулярна складова $S(t)$ реалізована у вигляді полігармонічного коливання (МПС) з 20-ти гармонік заданими амплітудами та фазами

$$S(t) = \sum_{k=1}^{20} A_k \cos(\omega_k t + \varphi_k),$$

за рекурентними формулами, випадкова складова $N(t)$

реалізована на генераторі псевдовипадкової двійкової послідовності з законом розподілу Гауса з заданими параметрами (МВС) [2]. Форма подання моделі – дискретна реалізація з вибіркового значень поданих числом дійсного типу. Первинний вимірювальний перетворювач (ПВП) імітує перетворення п'єзоелектричного ак-

селерометру $Y_a(t) = K \cdot Y_S(t)$ з коефіцієнтом перетворення K , вимірювальний сигнал на виході якого пропорційний параметру вібрації - віброприскорення.

Блок визначення параметрів вібросигналу призначений для отримання вектору параметрів із зразковими значеннями поданими числом дійсного типу.

Імітаційна модель алгоритму імітує операції перетворення: АЦП - аналого-цифрове перетворення за методом порозрядного врівноваження; ЦФ - цифровий КІХ-фільтр; ІС - інтегратор за методом Сімпсона; RMS - перетворювач середньоквадратичного значення за алгоритмом слідкуючого вимірювача. Модель дозволяє змінювати такі параметри, як частота дискретизації, час інтегрування, коефіцієнти фільтру, розрядність цілочисельних операцій обчислення та інше.

Блок визначення похибок та відображення залежностей забезпечує оцінку результатів дослідження та їх відображення.

Дослідження реалізовано в середовищі LabVIEW 2011.

Висновки. Результати дослідження методом імітаційного моделювання підтвердили можливість реалізації алгоритму вимірювання віброшвидкості в вимірювальних блоках системи захисного моніторингу на мікроконтролері з використанням 16-розрядної сітки цілочисельних обчислень при допустимій зведеній похибці вимірювання середньоквадратичного значення віброшвидкості до $\pm 10\%$ в робочому частотному діапазоні.

Література

1. Шеннон Р. *Имитационное моделирование систем – искусство и наука*. Пер. с англ. под ред. Е.К. Масловского. – М.: Мир, 1978. – 418 с.
2. Макс Ж. *Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях: в 2-х т. Пер. с франц.* – М.: Мир, 1983. – Т.1. – 312 с..

УДК 004.942

ВАСІНСЬКИЙ Е.П., ЯРЕМЧУК Н.А.

ДОСЛІДЖЕННЯ ШВИДКОДІЇ ТА ТОЧНОСТІ РІЗНИХ АЛГОРИТМІВ АДАПТИВНОГО ТЕСТУВАННЯ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна, juicyfrootz16@gmail.com

В наш час для визначення рівня знань використовують різноманітні види тестування. Найбільш ефективними вважаються адаптивні тести, в яких складність наступних завдань визначається за результатами відповідей на попередні завдання. Системи адаптивного тестування дозволяють зменшити мінімальну кількість завдань, необхідних для визначення рівня знань з певною точністю. В той же час, такі системи дають змогу підвищити точність оцінки рівня знань, в порівнянні з статичним тестування (без використання адаптації). Однак, постає проблема вибору алгоритму адаптивного тестування, який би забезпечував необхідну точність, використовуючи при цьому необхідний мінімум тестових завдань. Побудова та аналіз таких алгоритмів є основою для створення систем адаптивного тестування.

За ItemResponseTheory (далі IRT – теорія моделювання та параметризації педагогічних тестів), рівень знань в логітах визначається за формулою[1]:

$\theta = \delta - \ln\left(\frac{1}{p} - 1\right)$, де δ – рівень складності тестового завдання (в логітах), p – ймовірність правильного виконання завдання.

Побудова алгоритму адаптивного тестування відбувається наступним чином. Відкалібровані за складністю тестові завдання розподіляють на 3 (або більше) групи з вербальною характеристикою складності: «легкі» (Л), «середні» (С) та «важкі» (В). Приклад розподілу відкаліброваних завдань наведено в табл. 1.

Таблиця 1. Структура розподілу завдань за складністю

Інтервали трудності завдань	«Легкі» завдання	«Середні» завдання	«Важкі» завдання
Кількість тестових завдань на інтервалі	20	40	20

Завдання можуть бути запропоновані по одному або серіями. Алгоритм прийняття рішення на основі оцінки відповідей на серію завдань наведено на рисунку 1. На початку тестування тестованому пропонується серія з двох завдань середнього рівня складності (С). Після отримання відповідей на серію завдань приймається рішення щодо зміни складності наступної серії завдань. Рішення приймається на основі моди біноміального розподілу ймовірності правильної відповіді. Формула для визначення моди біноміального розподілу $M_0 = E[(n+1)p]$, де функція $E[(n+1)p]$ – ціла частина числа $[(n+1)p]$, p – ймовірність правильної відповіді

на запитання, що визначається за моделлю Раша як $p = \frac{1}{1 + e^{\delta - \theta}}$ [1]. У випадку як

що мода біноміального розподілу дорівнює 1, складність наступної серії не змінюється. Якщо значення моди 0, наступна серія завдань буде містити завдання легкої складності (Л). У разі значення моди 2, складність підвищується до важкого рівня (В).

В проведеному дослідженні були порівняні 4 алгоритми адаптивного тестування, які базувалися на різних умовах зміни складності наступних завдань. Перший алгоритм передбачає підвищення рівня складності тестових завдань при одній правильній відповіді на завдання та пониження складності при одній неправильній відповіді. Іншими словами, складність тестового завдання підвищується при значенні моди біноміального розподілу $M_0 = 1$, та понижується при $M_0 = 0$. Тестованим пропонується кожне тестове завдання по черзі. При використанні другого алгоритму складність тестового завдання підвищується при значенні моди біноміального розподілу $M_0 = 2$, та понижується при $M_0 = 1$ і $M_0 = 0$. Третій алгоритм визначає підвищення складності тестового завдання при значенні моди біноміального розподілу $M_0 = 1$ і $M_0 = 2$ та пониження при $M_0 = 0$. Принцип роботи четвертого алгоритму подається на рисунку 1. Для другого, третього та четвертого алгоритму використовується аналіз серії, що складається з двох завдань. Дослідження алгоритмів проводилось з допомогою гіпотетичного рівня навченості тестованого, за яким визначалась ймовірність p .

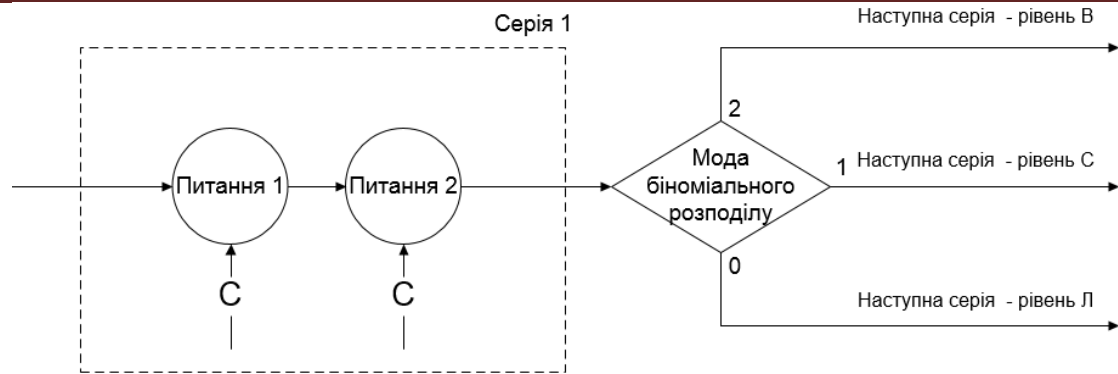


Рис. 1. Приклад алгоритму адаптивного тестування

Точність роботи алгоритмів визначалась на основі симуляції послідовності з 20 тестових завдань [2] для кожного алгоритму на кожному гіпотетичному рівні знань. В результаті були отримані значення рівня навченості, які порівнювались з заданими гіпотетичним рівнями знань. Рівень знань тестованого після проходження тесту розраховується за формулою [3] $\theta = \ln\left(\frac{\Pi}{k - \Pi}\right) + \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N \delta_j$, де Π – кількість

правильно виконаних завдань, N – загальна кількість завдань в тесті ($N=20$ для цього випадку), δ_j – рівень складності j -го завдання. Другий доданок в формулі введений для того, щоб врахувати вплив рівня складності виконаних завдань на результат визначення рівня знань тестованого. Результати симуляції для гіпотетичних рівнів знань -1,5 логіт, -0,8 логіт, 0 логіт, 0,8 логіт та 1,5 логіт наведені в таблиці 2. Похибки вимірювання рівня знань у вигляді різниць (Δ) між гіпотетичними

та отриманими рівнями знань наводяться у табл. 3. Відстань Геммінга $\rho = \sum_{i=1}^s \Delta_i$, де s – кількість гіпотетичних рівнів знань, наводиться в табл. 4.

Таблиця 2. Результат симуляції для чотирьох алгоритмів.

θ_1 , логіт (Алгоритм 1)	θ_2 , логіт (Алгоритм 2)	θ_3 , логіт (Алгоритм 3)	θ_4 , логіт (Алгоритм 4)	$\theta_{гін}$, логіт
-1,147	-1,766	-1,706	-1,564	-1,5
-0,406	-0,945	-1,233	-0,810	-0,8
0,146	-0,190	0,135	0,067	0
1,116	0,981	0,676	0,740	0,8
1,790	1,184	1,213	1,570	1,5

Таблиця 3. Різниця між гіпотетичним та отриманим рівнями знань

Δ_{1j} , логіт (Алгоритм 1)	Δ_{2j} , логіт (Алгоритм 2)	Δ_{3j} , логіт (Алгоритм 3)	Δ_{4j} , логіт (Алгоритм 4)
0,352	0,266	0,206	0,064
0,393	0,145	0,434	0,010
0,146	0,190	0,135	0,068
0,316	0,181	0,123	0,059
0,292	0,315	0,287	0,071

Таблиця 4. Відстані Геммінга для чотирьох алгоритмів

ρ_1 , логіт (Алгоритм 1)	ρ_2 , логіт (Алгоритм 2)	ρ_3 , логіт (Алгоритм 3)	ρ_4 , логіт (Алгоритм 4)
1,501	1,099	1,185	0,272

ФАКУЛЬТЕТ АВІАЦІЙНИХ І КОСМІЧНИХ СИСТЕМ НТУУ «КПІ»

Як бачимо з результатів, найбільша точність забезпечується при використанні четвертого алгоритму. Однак, точність не є достатньою характеристикою роботи алгоритму. Слід також враховувати його швидкодію.

Проблема аналізу швидкодії алгоритмів вирішується шляхом симуляції тесту з меншою кількістю тестових завдань. При такій симуляції можна визначити в якому випадку необхідна точність буде забезпечена при мінімальній кількості тестових завдань. В даному дослідженні були проведені симуляції для 15 та 10 тестових завдань. Результати симуляцій для 10 завдань наведені в табл. 5.

Таблиця 5. Результат симуляції для 10 тестових завдань.

θ_1 , логіт (Алгоритм 1)	θ_2 , логіт (Алгоритм 2)	θ_3 , логіт (Алгоритм 3)	θ_4 , логіт (Алгоритм 4)	$\theta_{\text{гін}}$, логіт
-1,082	-1,927	-2,196	-1,657	-1,5
-0,541	-1,081	-1,252	-1,215	-0,8
0,135	-0,405	-0,172	-0,273	0
0,442	0,037	1,350	1,081	0,8
1,251	0,781	1,9273	2,044	1,5

Похибки вимірювання (Δ) рівня навченості наводяться у таблиці 6, відстані Геммінга для симуляції 10 тестових завдань наведено в табл. 7. Проводити аналіз швидкодії алгоритмів за меншої кількості тестових завдань не є доцільним, адже за занадто малої кількості неможливо точно визначити рівень навченості.

Таблиця 6. Різниці між гіпотетичним та отриманим рівнями навченості при $N = 10$

Δ_{1j} , логіт (Алгоритм 1)	Δ_{2j} , логіт (Алгоритм 2)	Δ_{3j} , логіт (Алгоритм 3)	Δ_{4j} , логіт (Алгоритм 4)
0,411	0,642	0,681	0,142
0,325	0,233	0,348	0,137
0,231	0,122	0,223	0,132
0,466	0,337	0,401	0,026
0,285	0,659	0,275	0,363

Таблиця 7. Відстані Геммінга для чотирьох алгоритмів при $N = 10$

ρ_1 , логіт (Алгоритм 1)	ρ_2 , логіт (Алгоритм 2)	ρ_3 , логіт (Алгоритм 3)	ρ_4 , логіт (Алгоритм 4)
1,719923	1,976019	1,9181	0,782607

В результаті проведеного дослідження можна зробити висновок про те, що найбільшу точність при кількості тестових завдань 20 забезпечує алгоритм №4, а найбільшу швидкодію має алгоритм №1. Це зумовлено тим, що у випадку застосування першого алгоритму, рішення про зміну складності наступного тестового завдання приймається на основі аналізу відповіді на 1 завдання. В той час як в усіх інших алгоритмах рішення приймається на основі аналізу серії відповідей на 2 тестових завдання. Можемо зробити висновок про те, що за малої кількості тестових завдань ($N < 15$) рекомендується використовувати перший алгоритм. В той час як за більшої кількості тестових завдань рекомендовано використовувати алгоритм №4. Безумовно, для різних тестів можна застосовувати різноманітні алгоритми адаптивного тестування, які можуть мати кращі характеристики точності та швидкодії. Слід враховувати, що розглянуті алгоритми є досить простими за структурою, саме тому можуть бути з легкістю реалізовані за допомогою ЕОМ.

Використовуючи класичну теорію та ІРТможна розробляти алгоритми, які б дозволяли визначати рівень навченості з високою точністю та за короткий проміжок часу. Такі алгоритми можуть значно пришвидшити та покращити процедуру контролю в освітньому процесі, зробити перевірку рівня навченості майже автоматичною, що буде сприяти економії часу на контроль при тестуванні.

Література

1. Нейман Ю.М., Хлебников В.А. Введение в теорию моделирования и параметризации педагогических тестов. – М.: Центр тестирования МО РФ. 2000. - 168 с.
2. Олейник Н.М. Тест как инструмент измерения уровня знаний и трудности заданий в современной технологии обучения. – Донецк: Донецкий гос. Ун-ет//Учеб. пособ. по спецкурсу.
3. Чельшкова М.Б. Теория и практика конструирования педагогических тестов: Учеб. пособ. – М.: Логос. 2002. – 432 с.

УДК 621.317.799; 004.021

ВАСИЛЕВСЬКА Н.В.¹, ШАНТИР С.В.²

ІМІТАЦІЙНА МОДЕЛЬ КАНАЛУ МОНІТОРИНГУ КОЛИВАНЬ РОТОРА

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна, ¹bmfy@mail.ru,
²shantyr.sv@gmail.com

Вступ. На теперішній час міжнародними стандартами визначено методи контролю стану механізмів та машин за результатами вимірювань вібрацій на їх нерухомих та рухомих частинах. Це забезпечує вирішення проблеми єдності та достовірності вимірювань в цій галузі в певній мірі, але вважати проблему вирішеною не можна [1]. Так, вимоги стандартів важко порівнювати на практиці, по кільком причинам: параметри, наведені в різних стандартах характеризують одні й тіж самі властивості об'єкта, але подані різними величинами і в різних режимах роботи; величини зв'язані відповідними функціональними залежностями і не підлягають порівнянню, а вибір того чи іншого варіанта проводиться у відповідності до конкретної задачі; з метою підвищення достовірності визначення стану об'єкта, виконується перехід від інтегрального параметру до вектору параметрів та ін. Наприклад, за американським стандартом API оцінка відносних коливань валів ґрунтується на подвійній амплітуді коливань, а відповідно стандартів VDI та ISO - за амплітудою вектора коливання. Застосування методу імітаційного моделювання дозволяє виконати дослідження алгоритмів обробки вимірювальної інформації, складність яких унеможлиблює аналітичне дослідження.

Постановка задачі. Розробка імітаційної моделі каналу моніторингу коливань вала ротора.

Стандарти захисного моніторингу рухомих частин роторних машин. Вібрація ротора в будь якому його поперечному перерізі визначається траєкторією центра цього перерізу, як показано на рис. 1 [2]. На рис. 1 позначено: $XO1$ - система координат, зв'язана з підшипником; X_{cp} , Y_{cp} - координати середнього положення центру перерізу вала ротора; K , M та O_{cp} - миттєве та середнє положення центра O_p перерізу вала ротора, відповідно; S_K та S_{max} - миттєве та максимальне

вібропереміщення центра перерізу вала ротора від середнього положення O_{cp} , відповідно; S_K^A , S_K^B та S_A^P , S_B^P - поточне та розмах вібропереміщення центра перерізу вала ротора в напрямку вимірювань датчиків A і B . Траєкторію центра перерізу вала ротора визначають вимірюванням його вібропереміщення двома датчиками (A і B), які встановлені в площині перерізу під кутом $(90 \pm 5)^\circ$ відносно один одного.

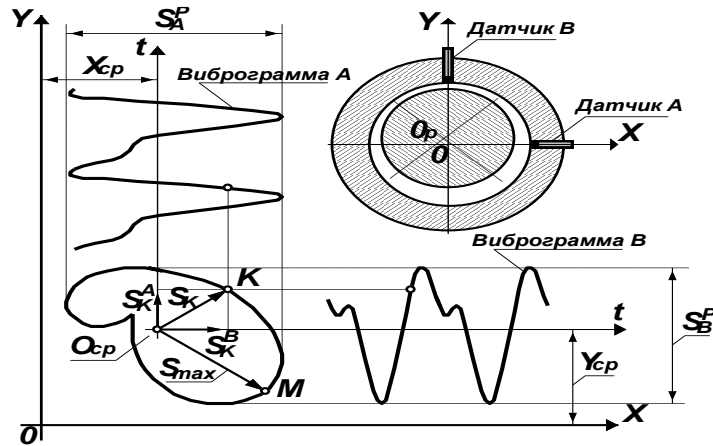


Рис. 1. Динамічна траєкторія ротора

В деяку мить часу центр перерізу вала ротора знаходиться в точці K траєкторії. Переміщення від середнього положення O_{cp} дорівнює S_K . Миттєві значення вібропереміщення від середнього положення центра перерізу вала ротора O_{cp} дорівнюють S_K^A та S_K^B відповідно. Тоді можна обчислити: миттєві значення $(S_K)^2 = (S_K^A)^2 + (S_K^B)^2$, або в залежності від часу

$$[S_K(t)]^2 = [S_K^A(t)]^2 + [S_K^B(t)]^2, |S_{\max}| = [S_K(t)]_{\max} = \max \{ [S_K^A(t)]^2 + [S_K^B(t)]^2 \}^{1/2},$$

$$X_{cp} = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} x(t) dt, Y_{cp} = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} y(t) dt,$$

де $x(t)$ та $y(t)$ - поточні значення положення центра перерізу вала ротора в часі; $(t_2 - t_1)$ - інтервал часу, набагато більший періоду складової найнижчої частоти в спектрі вібрації.

Імітаційна модель каналу моніторингу коливань ротора. Імітаційна модель складається з блоків (рис. 2): модель обертання вала ротора, модель вимірювального каналу системи моніторингу, блоку визначення вектору параметрів, блоку оцінки значень параметрів, блоку фільтрації, блоку захисного моніторингу, блоку прогнозування, блоку метрології.

Модель обертання вала ротора використовує реальні реалізації отримані з датчиків роторної машини, або імітує коливання вала ротора в одиницях переміщення і є додатком регулярної складової, реалізованої, за рекурентними формулами, у вигляді полігармонічного коливання з k -гармонік $S_k(t)$ з заданими параметрами

та випадкової складової $n(t)$ на генераторі псевдовипадкової послідовності з заданим законом розподілу $S(t) = \sum_k s_k(t) + n(t)$.

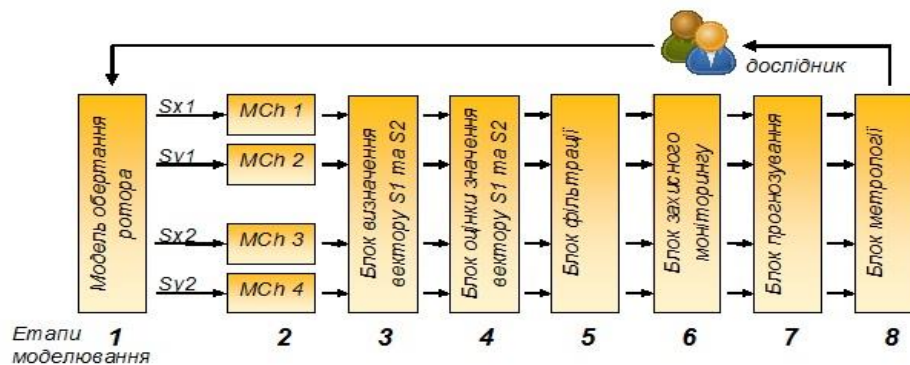


Рис. 2. Імітаційна модель каналу захисного моніторингу

Модель вимірювального каналу системи моніторингу MCh 4-канальна побудована відповідно до вимог стандарту [3], підтримує режим роботи з формуванням реалізації заданої тривалості (об'єму), або безперервний режим з можливістю переривання з продовженням (режим реального часу). Блоки обробки вимірювальної інформації побудовані відповідно до методів [2] контролю стану машин за результатами вимірювань вібрацій та системи вимірювань [3].

Висновки. В роботі виконано аналіз методів контролю стану машин за результатами вимірювань вібрацій на рухомих частинах. Розроблена імітаційна модель каналу захисного моніторингу коливань вала ротора, яка дозволяє досліджувати якісні показники алгоритмів оцінки стану роторної машини.

Література

1. У.Ольсен. Измерение, контроль, диагноз и устранение колебаний машин. CARL SCHENCK AG.
2. ГОСТ ИСО 7919-1:2002 Вибрация. Контроль состояния машин по результатам измерений вибрации на вращающихся валах. Общие требования.
3. ГОСТ ИСО 10817-1:2002 Вибрация. Системы измерений вибрации вращающихся валов. Часть 1. Устройства для снятия сигналов относительной и абсолютной вибрации.

УДК 621.317

ВАСИЛЬЕВА В.Г., СИНИЦКИЙ О.П.

АНАЛИЗ ПЕРСПЕКТИВ ЭЛЕКТРОННОГО ФЕТАЛЬНОГО МОНИТОРИНГА

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт», Київ, Україна, vasilyeva.vika@rambler.ru

История развития фетального мониторинга и постановка задачи. Не вызывает сомнения то, что создание современной диагностической медицинской аппаратуры способствует повышению качества жизни людей. В этом плане организация дородовой, интранатальной и неонатальной помощи должна быть основана на эффективных технологиях, обеспечивающих улучшение здоровья беременных и новорожденных. Поэтому анализ состояния и перспектив разработки программно – аппаратных комплексов для неинвазивной и пассивной оценки здо-

рevity матери и плода является актуальной задачей. Рассмотрим одно из главных направлений по которому идут специалисты создающие аппаратуру, помогающую сохранять здоровье матери и плода. Исторический опыт показывает, что в связи со своей наибольшей доступностью сердечная деятельность явилась тем первым проявлением жизнедеятельности плода, с которого началось систематическое изучение его функционального состояния. Так, швейцарский хирург Мауер в 1818 году сообщил, что, приложив ухо к животу женщины, можно с уверенностью узнать, жив плод или нет. Несколько позже, в 1821 году, французский врач J. Kargaradec применил для выслушивания сердечной деятельности плода стетоскоп, изобретённый Лаеннеком [1]. Мониторинг сердечной деятельности на сегодняшний день остается основным и простейшим методом диагностики нарушений состояния ребенка в родильном доме.

До середины 20 века стетоскоп был единственным средством исследования сердечного ритма плода. В 50 гг. для оценки этого показателя впервые применили электрокардиографию (ЭКГ), чувствительность которой значительно превосходила аускультацию [2]. Дальнейшие исследования показали, что ЭКГ не полностью характеризует состояние плода при гипоксии, поэтому в акушерскую практику были внедрены новые методы регистрации сердечной деятельности плода. К ним относится кардиотокография (КТГ), которая с 70-ых годов 20 века была внедрена в клиническую практику родовспомогательных учреждений развитых стран мира [3]. В акушерстве кардиотокография используется для регистрации сердечной деятельности плода и маточных сокращений, как правило, в третьем триместре беременности. Аппарат для мониторинга называется кардиотокограф или электронный фетальный монитор (EFM).

Одновременная запись осуществляется двумя отдельными преобразователями, один для измерения частоты сердечных сокращений плода, второй – для регистрации маточных сокращений. Каждый из датчиков может быть внешним или внутренним.

Внешние средства измерения представлены лентой (ремнем) на передней брюшной стенке. Кардиальный ультразвуковой датчик непрерывно излучает ультразвуковые волны и определяет движения сердца плода по отраженному звуку. Чувствительный к давлению трансдюцер, именуемый токодинамометр, имеет плоский участок, который фиксируется на коже живота.

В настоящее время КТГ широко применяется в акушерской практике для определения состояния плода при беременности и родах [3]. Однако математическая обработка кардиотокограмм является сложным и трудоемким процессом, требующим специальных навыков и значительного времени. Чтобы избежать указанных недостатков были предложены компьютерные программы и приборы, позволяющие полностью автоматизировать процесс расшифровки кардиотокографии. Важно отметить, что основным этапом при любой автоматизированной обработке данных кардиотокографии является определение базального ритма, так как подсчет акцелераций и децелераций - основных параметров кривой основан на точ-

ном знании его уровня. Во многих перинатальных центрах наряду с традиционной визуальной-логической и балльной оценкой были внедрены различные методы компьютерного статистического анализа кардиотокограмм. Из них наибольшее распространение в промышленных фетальных мониторах получила компьютерная программа Система 8000 и 8002 фирмы Оксфорд (Великобритания), созданная для наблюдения за состоянием плода в антенатальном периоде, начиная с 26 недели гестации. По данным литературы, чувствительность таких методов автоматизированного компьютерного анализа кардиотокограмм в обнаружении страдания плода составляет 77 %, специфичность – 91,8 %, точность – 84,4 %. На сегодняшний день, кардиотокография позволяет не только диагностировать гипоксические состояния плода, но и проводить дифференциацию нарушений его состояний. Так, отсутствие акцелераций и снижение variability базального ритма, сопровождающиеся децелерациями обусловлены фетоплацентарной недостаточностью. Аналогичные изменения сердечного ритма плода без децелераций свидетельствуют о врожденных сердечных или неврологических аномалиях. В апреле 2008 г. NICHD, ACOG и Общество Материнско-эмбриональной Медицины (Society for Maternal-Fetal Medicine - SMFM) совместно провели семинар по определению нормативных значений показателей сердечной деятельности плода. В повестке семинара были поставлены следующие задачи: рассмотреть и обновить определения, используемые в кардиотокографии; оценить существующие методики классификации и интерпретации КТГ; разработать рекомендации для приоритетных направлений научных исследований в области КТГ. Главный акцент был сделан на мониторинге состояния плода в процессе родов, хотя рассматриваемые определения применимы и во время беременности. Семинар NICHD упростил классификацию и интерпретацию кардиотокографических кривых. Согласно последним рекомендациям комитета по стандартизации показателей КТГ базальный ритм ЧССП определяется за 10 минутный интервал, исключая периоды акцелераций и децелераций. Минимальная продолжительность должна быть не менее 2 минут. В противном случае базальный ритм рассматривается как неопределенный и требует определения в последующие 10 минут. Базальный ритм в интервале 110-160 уд/мин соответствует нормальному состоянию плода, менее 110 уд/мин расценивается как брадикардия, свыше 160 уд/мин - как тахикардия [3]. Результат кардиотокографии (КТГ) выдается аппаратом в виде бумажной ленты или на экране монитора. В современных моделях компьютерный анализ позволяет подсчитывать основные показатели и сумму баллов.

Преимущества фетальных мониторов и доплеров. Данный вид современного оборудования является просто незаменимым, так как позволяет максимально быстро и точно оценить состояние плода. А также вовремя заметить любые патологии и отклонения, возникающие в процессе родовой деятельности. Фетальные мониторы и доплеры, которые находятся в эксплуатации, являются надёжными, практичными и простыми в использовании. И при этом имеют невысокую стоимость. Особенно хорошо на рынке данного оборудования зарекомендовала себя

компания Неасо (Великобритания). Разберёмся подробнее, как работают эти аппараты.

Принцип работы фетальных доплеров и мониторов. Доплеры и мониторы Неасо— это устройства для диагностики, мониторинга сердечного ритма плода и наблюдения за здоровьем беременных. В основу принципа работы приборов положен эффект Доплера, обеспечивающий звуковое моделирование сердцебиения. Сигнал анализируется, отображается на дисплее. То есть фетальные доплеры позволяют получить информацию о плоде, несравненно более полную, чем при прослушивании акушерским стетоскопом.



Рис. 1. Фетальный электронный монитор

Таблица 1. Технические характеристики родового монитора ВТ-330

Частота ультразвука	0,985 МГц
Интенсивность	10 мВт/см ²
Диапазон ЧСС	50~240 ударов в минуту
Точность ЧСС	±2 % диапазона
Диапазон измерений	0 ~ 99 единиц

Таблица 2. Технические характеристики фетального доплера Bistos HI bebe

Диапазон измерений сердечного ритма плода	50~240 ударов в минуту
Точность измерения (погрешность)	±2 %
Частота ультразвука	2 МГц
Интенсивность ультразвука	< 10 мВт/см ²

Фетальный монитор ВТ-330—эмбриональный монитор, показывающий FHR, UC, и FM на ЖК-мониторе в режиме реального времени, предназначен для диагностики двух плодов, имеет LCD экран. Имеется также функция маркера случая, позволяющая беременной женщине при родах указать на эмбриональное движение, самостоятельно нажимая на кнопку, когда она чувствует эмбриональное движение. ВТ-330показывает ЧСС путем посылки УЗ частоты в область живота и обратным приемом и выделением доплеровской частоты бить сердца плода. Сигналы преобразуются в обычный звук и анализируются.

Внешний вид фетального электронного монитора представлен на рис. 1.

Из приведенных технических характеристик видно, что по своим метрологическим параметрам существующие фетальные мониторы не используют всех возможностей измерительной техники. Так, например, точность измерения ЧСС у

большинства мониторов составляет 2 % [4,5]. Здесь следует отметить, что без всяких технических трудностей и почти не увеличивая стоимость изделий, можно значительно повысить точность измерения ЧСС. И еще следует отметить, что идет непрерывное совершенствование методов, способов и конструкций фетальных мониторов. Так, по одному из патентов Fetal surveillance US 8116855 B2 пространственное положение плода в утробе определяется и контролируется на основе анализа данных, полученных волн ЭКГ из набора электродов, которые прикреплены к материнской брюшной полости в заданной конфигурации. Форма сигнала сравнивается с набором предопределенных сохраненных шаблонов, чтобы определить положение плода. Регистратор событий может определить количество движений плода в течение определенного периода времени.

Литература

1. Воскресенский С.Л. Оценка состояния плода. Кардиотокография. Допплерометрия. Биофизический профиль: Учебное пособие. - Мн.: 1. Книжный Дом, 2004. 304 с.
2. Воробьев А.С. Электрокардиография: Новейший справочник. М.: ЭКСМО; СПб.: СОВА, 2003. - 560 с.
3. Сигизбаева И. Н. Возможности автоматизированной антенатальной кардиотокографии в оценке состояния плода. Ультразвуковая диагностика. 1999, № 1, с. 64-68.
4. Фетальный монитор Bistos BT330: Каталог медицинского оборудования компании Bistos (рус.). - Dopler Украина., 2016. - www.dopler.com.ua/Bistos_BT-300-fetal-monitor.php.
5. Фетальный монитор STAR5000: Каталог медицинского оборудования компании «ТИАРА – МЕДИКАЛ» (рус.). - 2016. - www.tiarmed.ru/Fetal-nye-monitory-i-dopplery/view-all-products.html.

УДК 629.039.58

ЗАГОВОРА І.В., ЯРЕМЧУК Н.А.

АНАЛІЗ ПОХИБОК НЕЛІНІЙНОГО КАНАЛУ ВИМІРЮВАННЯ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ

Оптический метод измерения концентрации пыли занимает ведущее место среди других для непрерывного контроля пылевых выбросов в промышленности. Он является наиболее простым и надежным, поэтому на основе оптических методов разработаны промышленные пылемеры, которые используются в многих странах мира для контроля выбросов цементных заводов, тепловых электростанций.

В основу работы пылемера положены нелинейные уравнения датчика:

$$J = J_0 \exp\{-\varepsilon \cdot c\}, \quad (1)$$

де J_0 і J – інтенсивність випромінювання на вході і виході кювети з речовиною, у якій вимірюють концентрацію пилу, c – вимірювана концентрація, ε - постійна (константа) датчика.

Канал измерения концентрации пыли складается из таких элементов как – генератор импульсов, ключ, випромінювач, фотоприймач, синхронний детектор, фільтр нижніх частот, підсилювач напруги постійного струму, АЦП. Кювета з речовиною розміщується між випромінювачем і фотоприймачем. Вихідний кодовий сигнал АЦП подається на мікропроцесор. $N = K_{II} \cdot J + \Delta_{\text{ж}}$, де K_{II} - загальний кое-

фіцієнт перетворення фотоприймача, синхронного детектора, фільтра нижніх частот, підсилювача напруги постійного струму, АЦП.

Таким чином, вихідний кодовий сигнал АЦП пов'язаний з вимірюваною концентрацією нелінійним рівнянням: $N = K_{II} \cdot J_0 \exp\{-\varepsilon \cdot c\} + \Delta_{\kappa\beta} = f(c)$. (2)

Для отримання значення вимірюваної концентрації в мікропроцесорі відбувається зворотне перетворення $c = f_{sf}^{-1}(N)$, де $f_{sf}^{-1}(N)$ функція, обернена до номінальної статичної функції перетворення вимірювального каналу. Для цього в мікропроцесорі повинні бути записані константи $K_{II_{sf}}, J_{0_{sf}}, \varepsilon_{sf}$, які визначаються або за розрахунком, або за градуванням чи калібруванням вимірювального каналу. За зворотнім перетворенням:

$$\ln \frac{N}{K_{II_{sf}} \cdot J_{0_{sf}}} = -\varepsilon_{sf} \cdot c', \quad (3)$$

$$c' = \frac{1}{\varepsilon_{sf}} \cdot \ln \left(\frac{K_{II_{sf}} \cdot J_{0_{sf}}}{N} \right), \quad (4)$$

$$\text{Виходячи з (2) отримуємо } c' = \frac{1}{\varepsilon_{sf}} \cdot \ln \left(\frac{K_{II_{sf}} \cdot J_{0_{sf}}}{K_{II} \cdot J_0 \exp\{-\varepsilon \cdot c\} + \Delta_{\kappa\beta}} \right), \quad (5)$$

Якщо похибки відсутні, тобто якщо $\Delta_{\kappa\beta} \approx 0$, $K_{II_{sf}} = K_{II}$, $J_{0_{sf}} = J_0$, $\varepsilon_{sf} = \varepsilon$, тоді за формулою (5) отримаємо тотожність $c' = c$.

За наявності похибок отримане при вимірюванні значення c' відрізняється від істинного значення c , тому абсолютна похибка вимірювання концентрації дорівнює:

$$\Delta_c = c' - c = \frac{1}{\varepsilon_{sf}} \cdot \ln \left(\frac{K_{II_{sf}} \cdot J_{0_{sf}}}{K_{II} \cdot J_0 \exp\{-\varepsilon \cdot c\} + \Delta_{\kappa\beta}} \right) - c, \quad (6)$$

Рівняння (6) може бути використане для оцінювання сумарної похибки каналу вимірювання концентрації пилу.

Як приклад можна навести визначення похибки квантування при вимірюванні концентрації пилу, за відсутністю інших похибок.

$$\begin{aligned} \Delta_{C_{\kappa\beta}} = c' - c &= \frac{1}{\varepsilon_{sf}} \cdot \ln \left(\frac{K_{II_{sf}} \cdot J_{0_{sf}}}{K_{II} \cdot J_0 \exp\{-\varepsilon_{sf} \cdot c\} + \Delta_{\kappa\beta}} \right) = \\ &= \frac{1}{\varepsilon_{sf}} \ln \left\{ - \left[\exp(\varepsilon_{sf} c + \Delta_{\kappa\beta}) \right] - c \right\} = \ln \left\{ - \exp(-\varepsilon_{sf} c) \left[1 - \frac{\Delta_{\kappa\beta}}{\exp(-\varepsilon_{sf} c)} \right] \right\} - c = \\ &= - \frac{\Delta_{\kappa\beta}}{\exp(-\varepsilon_{sf} c)}. \end{aligned}$$

Трансформація похибки квантування при зворотньому перетворенні приводить до того, що вона стає за характером нелінійною. Абсолютне значення похибки нелінійно залежить від вимірюваної концентрації c . Аналогічно можуть бути знайдені похибки від відхилення коефіцієнтів перетворення і реальних параметрів давача від їх номінальних значень, що відповідають номінальній статичній характеристиці перетворення.

Для прикладу отримуємо формулу для обчислення мультиплікативної похибки коефіцієнта перетворення K_{II} , за умов відсутності інших складових похибки.

$$\Delta c_{кп} = c' - c = \frac{1}{\varepsilon_{sf}} \cdot \ln \left(\frac{K_{Пsf} \cdot J_{0sf}}{K_{Пsf} (1 + \delta) \cdot J_{0sf} \exp\{-\varepsilon_{sf} \cdot c\}} \right) - c =$$
$$= \frac{1}{\varepsilon_{sf}} [-\ln(1 + \delta) + \varepsilon_{sf} \cdot c] - c = -\frac{1}{\varepsilon_{sf}} \cdot \delta,$$

де δ - мультиплікативна похибка коефіцієнта перетворення.

Таким чином в проведеній роботі знайдені аналітичні співвідношення, що враховують реальну нелінійну функцію перетворення вимірювального каналу і номінальне зворотне перетворення, що реалізується мікропроцесором, які дозволяють отримати формули для обчислення складових сумарної похибки нелінійного вимірювального каналу.

УДК 621.317

ЗАМОТАЙЛО Т.В., СИНИЦКИЙ О.П.

ИЗМЕРЕНИЕ ПУЛЬСАЦИЙ И ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ В DC/DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯХ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна, tanuchkaz@mail.ru

Введение. На протяжении всего времени развития электронной техники, а это многие десятилетия, существовала и существует в настоящее время необходимость в использовании преобразователей одного уровня постоянного напряжения в другой уровень, который может быть больше или меньше исходного. В работе речь пойдет о силовых (не измерительных) преобразователях, о источниках питания электронной аппаратуры.

Постановка задачи. Почти во всех таких устройствах используется один принцип: постоянное напряжение преобразуется в импульсное путем его прерывания электромеханическим (в ранних устройствах) или электронным (в современных) ключом, а потом с помощью трансформатора или индуктивно – емкостных преобразователей изменяется уровень напряжения до необходимого. Потом переменный сигнал выпрямляется, стабилизируется, если это необходимо, фильтруется и на выходе получается требуемое постоянное напряжение.

Выпускаемые в настоящее время такие силовые преобразователи, которые получили наименование DC / DC преобразователи имеют сотни типов и разновидностей, рассчитаны на мощности от долей ватта до сотен ватт (более мощные мы здесь не рассматриваем). Имеют диапазон входных и выходных напряжений от единиц до сотен вольт. Габаритные размеры от единиц миллиметров до десяти и чуть больше сантиметров. Могут крепиться на DIN-рейку, в качестве щитовых устройств, устанавливаться на плату как SMD детали или монтироваться на плату в отверстия. Все вышесказанное показывает актуальность рассмотрения вопросов, посвященных изучению возможностей измерения параметров DC/DC преобразователей.

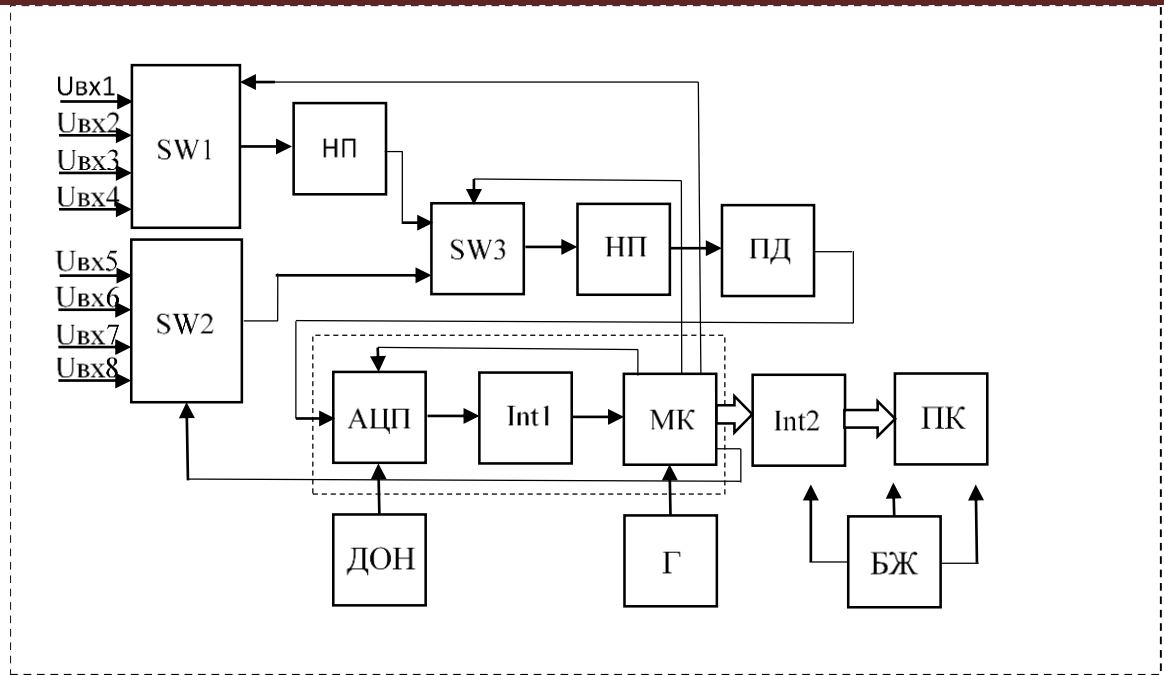


Рис.1. Структурная схема измерительной системы

Изложение основного материала. Одной из основных характеристик DC/DC преобразователей является уровень пульсаций и импульсных коммутационных помех. Как было отмечено ранее, все преобразователи имеют пульсации выходного напряжения. В зависимости от схемы преобразователя эти пульсации имеют частоту в области 100...200 кГц. На такие пульсации накладываются короткие выбросы напряжения в виде затухающих колебаний с гораздо более высокой частотой, находящейся в диапазоне мегагерц [1]. Входной ток преобразователя также имеет пульсации. Они вызваны пульсирующим током преобразователя и имеют частоту равную частоте его внутреннего генератора. К этим пульсациям добавляются меньшие по уровню короткие всплески в виде пиков, появляющиеся в моменты переключения. Длительность возникающих пиков очень мала, поэтому их спектр лежит в области высоких частот. Входной ток вызывает падение напряжения во входных цепях, так как они имеют определенное сопротивление. Эти пульсирующие токи и напряжения также являются источниками помех. Поэтому разработка методик измерений пульсаций и импульсных коммутационных помех на входе и на выходе DC/DC преобразователей, аппаратуры для проведения таких измерений, анализ особенностей измерений в таких цепях является актуальным. Для производства измерений пульсаций на входе и на выходе DC/DC преобразователей разработана структурная схема измерительной системы, которая позволит определять уровень помех и таким образом оценивать качество исследуемого источника питания. Схема изображена на рис. 1, где: НП – нормирующий преобразователь; Г – генератор; Int – интерфейс; ДОН – источник опорного напряжения; БЖ – блок питания.

Входные напряжения поступают от датчиков тока, включенных на входе DC/DC преобразователей и от датчиков напряжений с выхода этих устройств.

Выводы. Таким образом разработанная схема позволит с хорошей точностью оценивать уровни помех на входе и выходе блоков питания. При дальнейших исследованиях планируется создание измерительной системы с более широкими возможностями.

Литература

Стив Робертс. Решения проблемы пульсаций и помех DC/DC преобразователей: входная и выходная фильтрация// CHIP NEWS Украина.- 2016.- №1.-С.30 – 39.

УДК 621.324

КРУПП О.О., ПАВЛИШИН М.М.

ОСОБЛИВОСТІ ІНФОРМАЦІЙНО-МЕТРОЛОГІЧНОГО ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ЕКСПЕРТИЗИ ТА СЕРТИФІКАЦІЇ АГРОТЕХНОЛОГІЙ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна, alexandr.tiande@gmail.com

За останні 50 років клімат на планеті змінювався досить швидко, що призвело до так званого глобального потепління, а це в свою чергу вплинуло на ведення сільського господарства. Наявні кліматичні умови вимагають впровадження більш гнучких агротехнологій [3].

Агротехнологія – як складна динамічна система, характеризується кількома множинами параметрів, які мають різну динаміку змін. На думку авторів при виборі конкретної технології з врахуванням стану ґрунтів, запасів вологи, вибраних сівозмін та с/г культур – необхідно мати методологію оцінки якості та ефективності конкретної технології[1] в конкретно заданих умовах(на конкретному полі, конкретній культурі).

Тому, автори пропонують:

- розробити систему оцінки якості агротехнології в конкретних умовах застосування: кліматичні умови, стан ґрунту, с/г культуру, використання посівного матеріалу, внесення добрив та ін.;

- розробити методіку формування інтегральних показників якості технології. Для цього автори пропонують використати двоступеневий алгоритм формування інтегрального показника в тих умовах, коли частина параметрів задана числовими даними, а частина – ординарними. При цьому, частина інформації, особливо отриманої від експертів, може бути не повністю вербалізованою.

Для вирішення даної задачі пропонується провести наступне. На конкретному полі такі дослідження: зробити зріз показників якості, які формують п'ять станів ефективності агротехнології: недопустимий, збитковий, базовий, хороший, максимально можливий [4], прийнявши останній стан як ідеальний або максимально прогнозований. Після збору врожаю конкретної с/г культури на конкретному полі, проаналізувати відповідність отриманих показників до прогнозованих. Для числових даних пропонується сформулювати інтегральні показники якості, які несуть в собі більше 5% інформативності[2], а всі інші показники – не брати до уваги.

Провести експертизу за допомогою вербальної оцінки показників якості від експертів, на базі якої сформувані інтегральні показники якості агротехнології і визначити стан ефективності агротехнології, надати рекомендації щодо корекції конкретного показника якості та спрогнозувати врожайність конкретної с/г культури на конкретному полі, базуючись на отриманих раніше даних.



Рис. 1. Технології обробітки ґрунту

Сертифікувати (класифікувати) агротехнології і за результатами сертифікації рекомендувати схему впровадження агротехнології, зокрема – технології обробітки ґрунту (див. рис. 1).

Таким чином використання інтегрального показника якості агротехнології, отриманого за методом двох етапного оцінювання, дає можливість вибрати найбільш ефективну агротехнологію в конкретних умовах с/г виробництва. Запропонований підхід доцільно використовувати також для реалізації задач локального агромоніторингу.

Література

1. А. А. Марков. *Поширення закону великих чисел на величини, що залежать одна від одної.* - Відомості фіз.-математ. Товар. при Казанському ун-ті. - Том 15. (1906) - С. 135-156.
2. А. Мартин. *Контроль сорняков в энергосберегающих системах земледелия Mini-till и No-till.* - *Зерно.* -2010 – №2 – С.65-69.
3. П. Т. Саблука. *Агропромисловий комплекс України: стан, тенденції та перспективи розвитку : інформ.-аналіт. зб. — К. : IAE VAAH, 2003. - Вип. 6.- 763 с.*
4. Krupp A. *Forecasting of efficiency of growing of agricultural crops, International Journal of Computing and Technology, Volume 2, Issue 6, June 2015, ISSN: 2348 - 6090*

УДК 621.31

КУЧЕРЯВА О.В.

КЛАСИФІКАЦІЯ ЕНЕРГОСИСТЕМ НА СОНЯЧНИХ БАТАРЕЯХ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна, curly.olja@gmail.com

Вступ. Сонячна енергетика - один з напрямків відновлювальної енергетики, який базується на безпосередньому перетворенні енергії сонячного випроміню-

вання в інші види енергії, наприклад, в електроенергію чи тепло. Сонячна енергетика є екологічно чистою галуззю, розвиток якої стимулюється як економічними факторами (зростання цін на традиційні джерела енергії з одночасним зниження вартості обладнання, яке працює на відновлюваних джерелах енергії), так і діючими в багатьох країнах програмами державної підтримки (наприклад, «зелений тариф» [1]. Географічне розташування України сприяє застосуванню технологій сонячної енергетики.

Постановка задачі. Широке різноманіття енергозберігаючих систем на сонячній енергії дуже ускладнює вибір типу системи. Саме тому **ціллю** стало питання класифікації таких енергосистем, що і було зроблено при написанні цієї статті.

Результати досліджень та розробки. На рис. 1 зображено розроблену класифікацію систем енергозбереження на сонячній енергії.

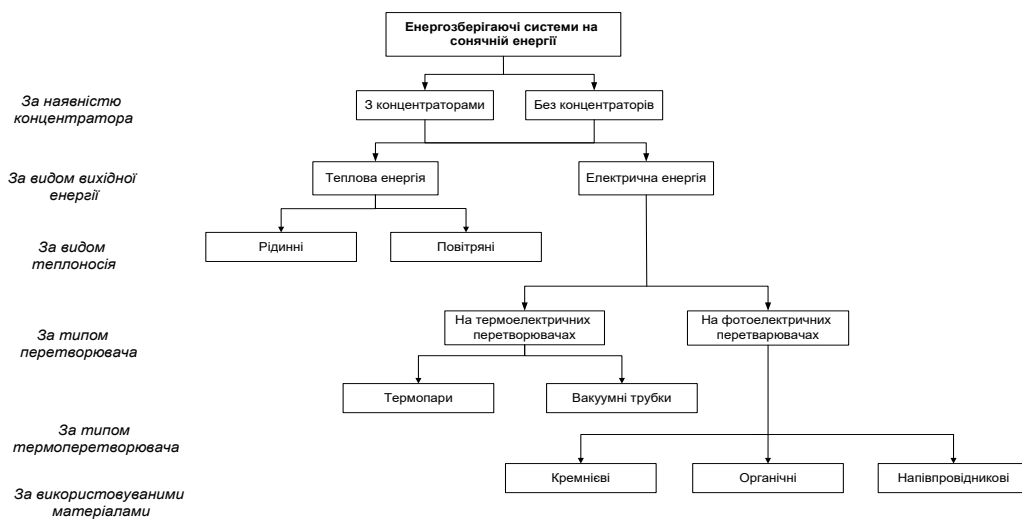


Рис. 1 - Класифікація систем енергозбереження на сонячній енергії

В першу чергу такі сонячні енергосистеми можна розділити на системи з концентраторами та без концентраторів. Концентратор – пристрій, що «збирає» сонячне випромінювання в одній точці, де розташований приймач сонячної енергії. Завдяки використанню концентраторів з’являється можливість підвищити експлуатаційні температури до 120-250°C [2].

За типом вихідної енергії виділяють системи з тепловою або електричною.

Системи, що перетворюють сонячну енергію в теплову за типом теплоносія поділяються на рідинні та повітряні [6].

За видом перетворювача сонячні системи поділяються на системи, що побудовані на термоелектричних перетворювачах та на фотоелементах. Термоелектричні перетворювачі перетворюють сонячну енергію здебільшого у напругу шляхом використання ефекту Зеебека чи термоелектронної емісії. В якості термоелектричних перетворювачів використовують термопари різних типів або вакуумні трубки [7]. Фотоелектричні перетворювачі перетворюють сонячне випромінювання у електричний струм чи напругу в залежності від використовуваного перетворювача.

ча. За типом використовуваних матеріалів фотоелектричні перетворювачі поділяють на: кремнієві; напівпровідникові; органічні[1].

Сонячні енергосистеми, що використовують фотоелектричний ефект є найперспективнішими з огляду на їх собівартість, простоту використання, а також через їх високий КПД. Тому на рис. 2 наведена детальніша класифікація енергосистеми на фотоелектричних перетворювачах.



Рис. 2 - Класифікація сонячних енергосистем на фотоелектричних перетворювачах

Кремнієві та напівпровідникові сонячні батареї за технологією виконання поділяються на кристалічні та плівкові. Плівкові модулі можуть бути одно- та багатошарові (наприклад, GaInP/GaAs/Ge, GaInP/GaAs, GaAs/CIS)[4]. Коефіцієнт корисної дії для багатошарових сонячних панелей досяг значення 44%, що є найефективнішим серед усіх сонячних модулів. Кристалічні кремнієві можуть бути полі- та монокристалічні [9].

Органічні фотоелектричні перетворювачі можуть бути покриті полімерами чи барвниками [10].

Сонячні енергосистеми можна також класифікувати за інтегрованістю у мережу. На рис. 3 наведена дана схема класифікації.



Рис. 3 – Класифікація сонячних енергосистем за їх інтегрованістю у мережу

Мережеві сонячні енергосистеми можуть бути повністю інтегровані в електромережу. Така система не забезпечує автономності роботи та функціонує тільки при наявності зовнішньої мережі [8].

Автономна система працює без підключення до електромережі. Енергія, що виробляється такою системою використовується лише як джерело для підключених об'єктів.

Гібридні системи найбільш поширені. Такі системи працюють або як мережева, або як автономна, що дозволяє економити електроенергію протягом дня та не залишитися без електроенергії у випадку збою в зовнішній електромережі.

На основі даних, що надаються системою моніторингу вибирають найбільш підходящу технологію сонячної енергетики.

Кожна сонячна енергоустановка повинна мати еталонні прилади для постійного моніторингу потоку сонячного випромінювання і оцінки ефективності виробництва електроенергії. [3].

Помилки в вимірах енергії сонячного випромінювання можуть серйозно вплинути на окупність проекту. Точні і надійні дані про енергію сонячного випромінювання вкрай важливі для оцінки фінансових ризиків інвестицій. [5]

Висновки. Сонячна енергетика - прогресивний метод отримання різних видів енергії, використовуючи сонячне випромінювання. В даній статті було розроблено три класифікації сонячних систем енергозбереження. Класифікація систем енергозбереження на сонячній енергії (рис. 1) дає можливість легко вибрати необхідний спосіб перетворення сонячної енергії в теплову чи електричну. Так як системи на фотоелектричних перетворювачах є найбільш перспективними, то було розроблено детальнішу класифікацію фотоелектричних перетворювачів сонячної енергії. Класифікація сонячних енергосистем за їх інтегрованістю у мережу дає можливість зрозуміти наскільки та яким чином такі енергоустановки можуть забезпечувати потреби користувачів.

Література

- Алхасов А.Б. *Возобновляемая энергетика* – М.: ФИЗМАЛИТ, 2012. – 256 с.
- Авезов Р.Р., Барский-Зорин, Васильева И.М. и др. *Системы солнечного тепло- и хладоснабжения / Под ред. Э.В. Сарнацкого и С.А. Чистовича.* — М.: Стройиздат, 1990. 328 с.
- Безруких П.П. *Научно-техническое и методологическое обоснование ресурсов и направлений использования возобновляемых источников энергии: Дис. д-ра техн. наук.* -М., 2003. -290 с.
- Твайделл Дж., Уэйр А. *Возобновляемые источники энергии: Пер. с англ.* М.: Энергоатомиздат, 1990. - 392 с.
- Gregury J.A. *Solar Preview. Sun World, 1992, June, Vol.16, №2, p.13.18.*
- Justin B. *A short review of some U.K. solar energy installations.- Sun at Work in Britain, 1981, № 12/13, p. 3-11.*
- http://pidruchniki.com/1579122737970/ekologiya/sonyachna_energetika.
- www.elin.ru.
- www.solarhome.ru/basics/pv/techsolarpanels.htm.
- avtonom.com.ua/stati/towari_alternativnoy_energetiki/solnechnie_batarei?record_id=40
- <http://eco-nation.org/ekologiya-2/alternativni-dzherela-energiyi/>

УДК 62-187.4

ЛАЗУТКИН А.В., ЗАТОКА С.А.

ВЫБОР МЕТОДА ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ИССЛЕДОВАНИЯ ЭТАЛОНА МАЛОГО ОБЪЕМА И ОБЪЕМНОГО РАСХОДА ГАЗА

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт», г. Киев, Украина

Введение. Существует эталон объема и объемного расхода с нижней границей воспроизведения 4 м³/h. Однако возникла необходимость расширить нижнюю границу воспроизведения объемного расхода до 0,016 м³/h, так как есть СИТ (счетчики газа) с нижним диапазоном объемного расхода 0,016 м³/h [1].

Для реализации расширения диапазона воспроизведения объемного расхода в сторону уменьшения от 0,016 до 4 м³/h объема, разработана дополнительная конструкция, основанная на методе эквивалентного вытеснения с использованием промежуточной емкости и весов.

При подготовке к метрологической аттестации необходимо выбрать метод экспериментального исследования эталона.

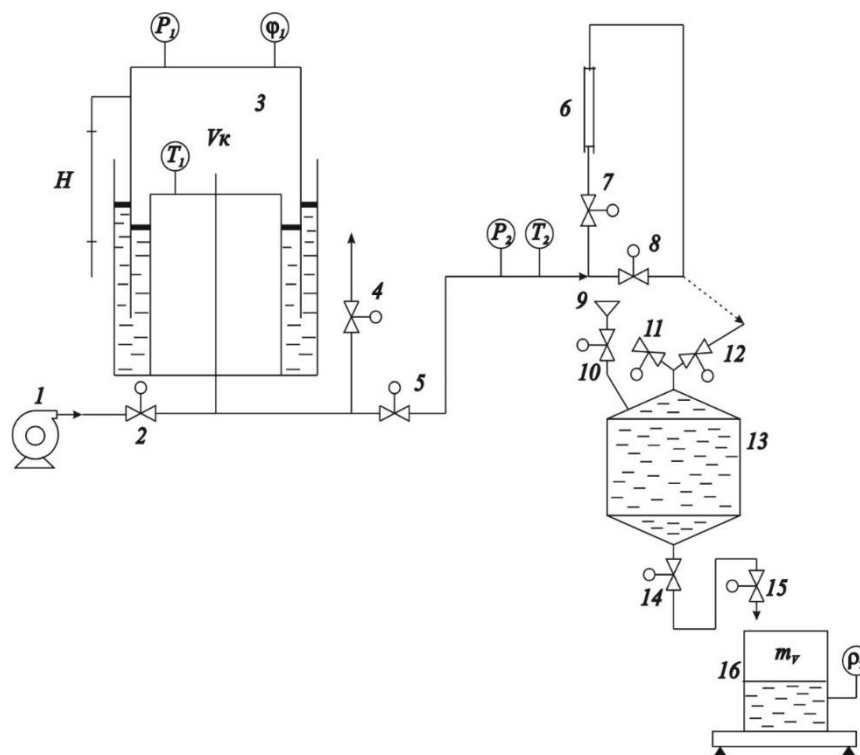


Рис.1. Схема метода эквивалентного вытеснения жидкости с использованием газового мерника – клепсидры и емкости

Основной материал. Методы определения контрольных объемов при проведении государственной метрологической аттестации установки.

Существуют следующие методы определения объема газа: метод измерения геометрических размеров емкости, методы с использованием газового мерника, метод с использованием газового мерника; клепсидры и дополнительной емкости и метод с использованием мерника жидкости 1-го разряда и промежуточной емкости.

Рассмотрим два последних метода.

1. Метод определения контрольного объема с использованием газового мерника- клепсидры и емкости, рис. 1.

На рис. обозначены: 1 – воздуходувка; 2 – кран; 3 – колокольный мерник; 4 – кран; 5 – кран; 6 – ротаметр; 7 – кран; 8 – кран; 9 – линейка; 10 – кран связи с атмосферой; 11 – кран; 12 – входной кран мерника-клепсидры; 13 – мерник-клепсидра; 14 – кран; 15 – кран-регулятор расхода; 16 – емкость.

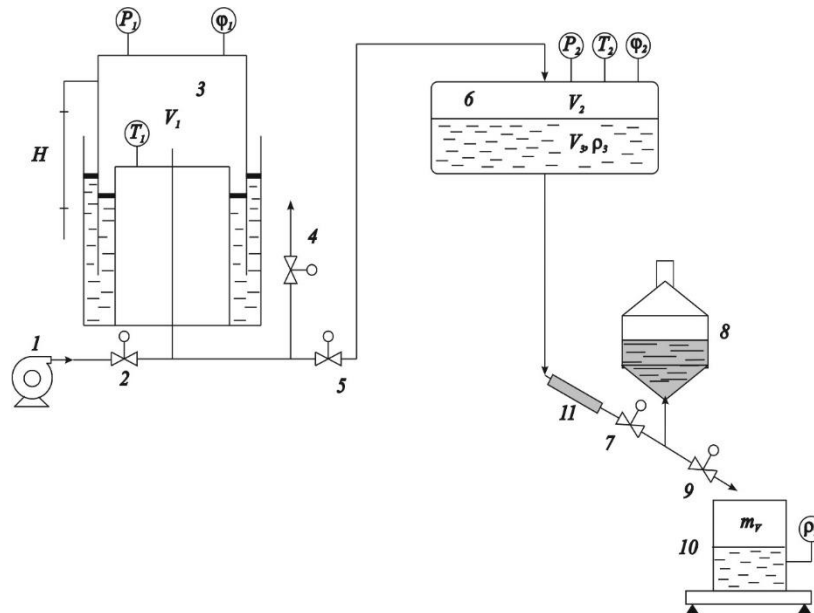


Рис. 2. Схема метода эквивалентного вытеснения жидкости с использованием мерника жидкости 1 разряда, промежуточной емкости

Определение объема воздуха, воспроизводимого установкой производится при помощи промежуточного мерника-клепсидры, заполненного водой с известным с высокой точностью объемом. Воздух, вытесняемый из колокола, выдавливает жидкость из этой емкости в тару, установленную на весы. Через значение массы воды в таре определяют объем мерника колокола. Средства измерительной техники, необходимы для реализации метода: рабочий эталон – газовый мерник-клепсидра (номинальная емкость 50,0 dm³), границы относительной погрешности $\delta = \pm 0,05 \%$; ареометр АОН ГОСТ 18481-81, диапазон изменений 930-1000 kg/m³, разряд 1; микроскоп отсчетный МИР-2, цена деления 0,05 mm; микромановакуумметр ММН-2400 за ТУ 25-01-816-79, класс 1,0; термометр лабораторный ртутный ТЛ-4 за ГОСТ 28498, диапазон измерений от 0 до 50 °С, цена деления 0,1 °С; секундомер механический, СОПр-3а-2-010 за ТУ 25-1819.021-90, класс точности 3;- психрометр аспирационный М-34 за ТУ 25-1607.054-85; барометр - aneroid БР-52 за ТУ 25-04-2500.

2. Метод с использованием мерника жидкости 1-го разряда, промежуточной емкости, рис.2. На рис. обозначены: 1 – воздуходувка; 2 – кран; 3 – колокольный мерник; 4 – кран; 5 – кран; 6 – промежуточная емкость; 7 – кран; 8 – мерник жидкости 1разряда; 9 – кран; 10 – емкость; 11 – прозрачная трубка.

Средства измерительной техники, необходимые для реализации метода: мерник жидкости 1 разряда М1Р-200-01 ГОСТ 8.400-80; мерник жидкости 1 разряда М1Р-50-01 ГОСТ 8.400-80; мерник жидкости 1 разряда М1Р-10-01 ГОСТ 8.400-80;

ареометр АОН ГОСТ 18481-81, диапазон измерений 930-1000 kg/m³, разряд 1; микроскоп отсчетный МИР-2, цена деления 0,05 mm; микромановакууметр ММН-2400 за ТУ 25-01-816-79, класс 1,0; термометр лабораторный ртутный ТЛ-4; ГОСТ 28498-90, диапазон измерений от 0 до 50 °С, цена деления 0,1 °С; секундомер механический, СОПр-3а-2-010 ТУ 25-1819.021-90, класс точности 3; психрометр аспирационный М-34 ТУ 25-1607.054-85; барометр - анероид БР-52 ТУ 25-04-2500; герметическая промежуточная емкость объемом не меньше чем 1,5 контрольного объема рабочего эталона [2].

Мерник использовать, невозможно, так как он имеет аттестованное значение объема (10, 20, 50, 100 л) и нельзя остановить процесс измерения точно на отметке мерника, и соответственно невозможно выполнить автоматическое управление.

Выводы. Рассмотренные методы предполагают использование образцовых средств, с дальнейшим сличением с Государственным эталоном с помощью эталона передачи.

Ввиду отсутствия эталонов передачи единиц объема и объемного расхода в диапазоне 0,016 до 4 м³/h аттестация вторичного эталона будет производиться методом эквивалентного вытеснения с использованием промежуточной емкости и весов и расчетной оценки погрешности воспроизводимого объема и объемного расхода.

Литература

1. «Эталон объема газа РЕОВГ-02. Технические требования», Укрметрестандарт, 2006 г.
2. ПМА 081/39.385-2008 «Вторинний еталон об'єму та об'ємної витрати газу дзвонового типу. Програма та методика метрологічної атестації», Укрметрестандарт, 2008.

УДК 621.317

МОГИЛЬНЫЙ П.А., СИНИЦКИЙ О.П.

ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕНДЕНЦИЙ РАЗВИТИЯ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна, pavel_mohilny@ukr.net

Трансформаторное оборудование, является одним из ключевых элементов любой энергосистемы, от которого зависит ее надежность.

В связи с постоянным повышением уровня требований, предъявляемых к устойчивости, безопасности и эффективности работы современных энергосистем, все большее распространение получают интеллектуальные системы оперативного контроля режимов работы и оценки состояния электротехнического оборудования, работающего на энергетических объектах.

«Интеллектуальным» следует называть трансформатор, обеспечивающий максимально возможный контроль состояния всех систем трансформаторного оборудования (активной части, масла, вводов, системы охлаждения, устройств регулирования напряжения под нагрузкой, технологических защит и др.), самодиагностику и выдачу рекомендаций по дальнейшим действиям в случае появления развивающегося повреждения или ненормированного воздействия на трансформатор.

При этом трансформатор должен обеспечивать все режимы управления своими регулируемыми устройствами – автоматический, ручной местный и ручной дистанционный, в том числе из удалённых центров управления, с полным контролем правильности исполнения команд. Последнее обстоятельство становится особенно важным при использовании трансформаторного оборудования в «умных сетях» с необслуживаемыми подстанциями [1].

Таким образом, интеллектуальные трансформаторы должны обеспечивать следующие функции:

Регистрацию и анализ качества электроэнергии по всем сторонам (высокого, среднего, низкого) напряжения в установившихся процессах.

Регистрацию и анализ переходных аварийных и неаварийных процессов, включая: коммутации (включение, отключение) и режимы короткого замыкания.

Мониторинг электрических, тепловых и механических параметров основных узлов конструкции трансформатора с экспертной оценкой технического состояния оборудования, нагрузочной способности и срока службы.

Дистанционное автоматизированное оптимальное управление системой охлаждения.

Дистанционное автоматизированное оптимальное управление переключающими устройствами [2].

В настоящее время разработаны и предлагаются многими компаниями устройства (или первичные датчики), задача которых заключается в обеспечении сбора информации, которую можно использовать для диагностики состояния трансформаторов. При этом основными параметрами, обеспечивающими возможность проведения оперативной диагностики трансформаторов являются: содержание газообразных продуктов разложения изоляции, растворенных в трансформаторном масле; влагосодержание трансформаторного масла; параметры теплового режима трансформатора (температура обмотки, температура верхних и нижних слоев масла, температура на входе и выходе охладителей, температура окружающей среды, температура масла в баке РПН); уровень частичных разрядов; характеристики вибрации бака трансформатора; токи электродвигателей маслонасосов и вентиляторов обдува; скорость потоков масла от каждого маслонасоса; ток проводимости, $\tan\delta$ и емкость C_1 высоковольтных вводов; уровни масла в баке трансформатора и в баке РПН. На основе показаний датчиков расчетным путем определяются следующие показатели: абсолютное влагосодержание твердой изоляции; допустимые длительность и кратность перегрузок; остаточный срок службы твердой изоляции по степени ее деполимеризации.

Анализ данных от первичных датчиков может быть простым, как например установление предельных значений для определенных параметров, например, газо или влагосодержания трансформаторного масла. Этот подход (пороговый анализ) применяется в настоящее время на многих подстанциях. На основании порогового анализа можно говорить о возможности выявления некоторых повреждений в трансформаторе, в том числе и развивающихся. Однако учитывая то обстоятельство-

тво, що трансформатор належить до пристроїв з нелінійним динамічним поведінням в експлуатації, характеризується змінюючими- мися відношеннями між системними змінними, визначаючими нормальне і аварійне стан, то простий пороговий аналіз в багатьох випадках є недостаточним для виявлення дефекта в трансформаторі. Наприклад, збільшення робочої температури трансформатора може ідентифікуватися як наявність дефекта в новому трансформаторі, але не в старому. В зв'язі з цим обробка даних від первинних датчиків вимагає застосування більш складних методів визначення характеру цих змінюючихся взаємозв'язків вимірюваних параметрів. Для того, щоб уникнути проблеми, коли експертна система виявляється неефективною через недостатність вбудованих в неї даних, необхідно провести численні дослідження в області аналізу даних на основі аналітичних методів і технологій штучного інтелекту. В межах цих методів використовуються моделі і методи штучного навчання систем штучного інтелекту для аналізу динаміки роботи трансформатора.

Література

1. Валиводов В.Н. *Інтелектуальне високовольтне обладнання для розподільчих електричних мереж*/ Вариводов В.Н., Коваленко Ю.А. - www.ruscable.ru/print.html.
2. Система моніторингу – ZTR. - <http://ztr.com.ua/ru/monitoring-system>.

УДК 621.311

ОСІНЦЕВА М.Б., БОБКОВ Ю.В.

СИСТЕМИ РОЗПІЗНАВАННЯ ФОРМИ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИГНАЛІВ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, (044)454-96-66,
mashaosintseva08@gmail.com

Постановка проблеми. Електричний сигнал – це фізичний процес, який використовується для передачі інформації у вигляді коливань струму або напруги. На сучасному етапі розвитку науки і техніки для розробки і діагностики вимірювальних інформаційних систем збирання, обробки і передачі інформації та даних необхідно знати параметри електричного сигналу. Одним з таких інтегральних параметрів є форма електричного сигналу.

Дослідження форми електричних сигналів дозволяє визначити особливості функціонування різних об'єктів, включаючи біологічні, характеристики різних пристроїв та систем, в тому числі вимірювальних.

Незважаючи на важливість такої задачі спеціалізовані автоматичні системи для розпізнавання форми електричних сигналів на сьогодні відсутні.

Аналіз останніх досягнень та публікацій. На сьогоднішній день існують пристрої, які можуть застосовуватись для розпізнавання форми сигналу. Більшість з них – це пристрої, які візуалізують сигнал на екрані дисплею. Подальше розпізнавання форми сигналу потребує участі оператора. В якості найбільш простого прикладу можна навести осцилограф. Більш складними є різні системи дослідження форми біологічних сигналів у вигляді кардіограм та енцефалограм.

Автоматизація всіх складових процесів вимірювання, ідентифікації, контролю та, як узагальнюючого їх, процесу розпізнавання образів, не передбачає будь-якого втручання оператора. Тому розробка автоматичної системи розпізнавання форми електричних сигналів є актуальною.

Формулювання мети доповіді. Метою даної роботи є аналіз методів розпізнавання форми електричних сигналів за непрямими параметрами та розробка структурних схем для їх реалізації.

Викладення основного матеріалу. Кожен електричний сигнал має параметри, які функціонально пов'язані з досліджуваною величиною – інформативні параметри. Можна виділити амплітудні і часові параметри електричного сигналу, їх сукупність відображає форму сигналу. Основними амплітудними параметрами електричного сигналу є: амплітудне, середнє (середньо випрямлене) та діюче (середньо квадратичне) значення. Основним часовими параметрами електричного сигналу є тривалість сигналу на різних рівнях відносно його амплітуди, а для періодичних сигналів – період або частота [1].

Форму електричного сигналу можна розглядати в якості інтегральної амплітудно-часової характеристики. Проте визначити форму сигналу за окремими амплітудними та/або часовими параметрами неможливо.

В той же час існують непрямі параметри, які характеризують стандартні форми електричних сигналів. Можна виділити: коефіцієнти амплітуди, форми та усереднення [1]. Коефіцієнт амплітуди – це відношення амплітудного значення сигналу до діючого. Його можна обчислити за формулою: $K_A = \frac{U_A}{U_d}$, де: U_A – амплітудне значення сигналу; U_d – діюче значення сигналу.

Коефіцієнт форми – це відношення діючого значення сигналу до середнього значення. Обчислюється за формулою: $K_F = \frac{U_d}{U_c}$, де: U_c – середнє значення сигналу.

Коефіцієнт усереднення – це добуток коефіцієнтів амплітуди і форми електричного сигналу. Коефіцієнт усереднення можна обчислити за формулою:

$$K_y = K_A \cdot K_F = \frac{U_A}{U_c}$$

Таблиця 1. Коефіцієнти амплітуди, форми і усереднення для основних форм сигналів

Форма сигналу	K_A	K_F	K_y
Синусоїдальна	1,41	1,11	1,57
Трикутна	1,73	1,16	2
Прямокутна зі скважністю Q	\sqrt{Q}	\sqrt{Q}	Q
Меандр	1	1	1
Постійний струм	1	1	1

Відповідні значення коефіцієнтів для найбільш поширених форм електричних сигналів наведені в табл. 1.

Як видно з вище вказаних формул для визначення коефіцієнтів амплітуди, форми і усереднення не потрібно знати часові параметри сигналу, а лише амплітудне, діюче і середнє значення електричного сигналу. Розглянемо два основних методи визначення вказаних параметрів та форми сигналу за їх значеннями.

Перший метод базується на попередньому перетворенні миттєвих значень сигналу в амплітудне, діюче та середнє значення в аналоговому вигляді за допомогою відповідних перетворювачів. Структурна схема для реалізації системи розпізнавання має вигляд, наведений на рис. 1. На рис. 1 позначено: U – вхідний сигнал; ПАЗН – перетворювач амплітудного значення напруги; ПСЗН – перетворювач середнього значення напруги; ПДЗН – перетворювач діючого значення напруги; К – комутатор; НП – нормуючий підсилювач; АЦП – аналого-цифровий перетворювач; МК – мікроконтролер; РКІ – рідкокристалічний індикатор.

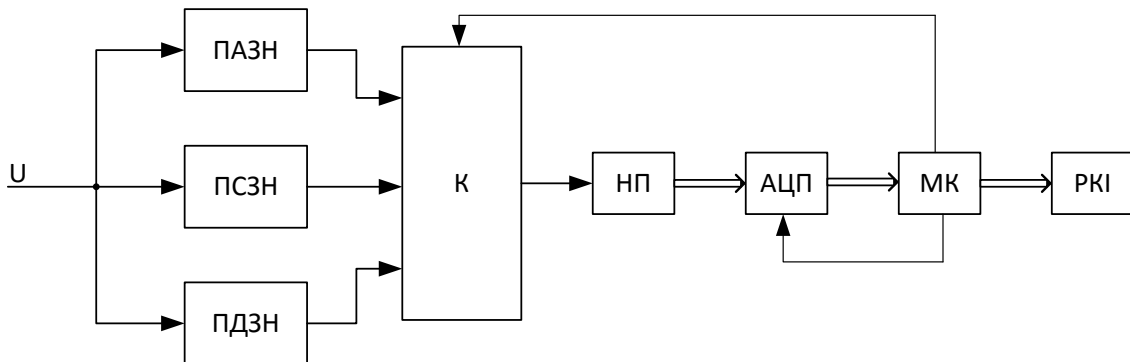


Рис. 1. Структурна схема системи розпізнавання форми сигналу із застосуванням аналогових перетворювачів амплітудного, середнього та діючого значень електричного сигналу

Вхідний сигнал поступає на відповідні перетворювачі амплітудного, середнього та діючого значень напруги. Виходи перетворювачів послідовно підключаються до входу АЦП, де перетворюються в код і передаються в МК. В МК розраховуються значення коефіцієнтів форми, амплітуди і усереднення. По їх значенням відповідно таблиці 1 визначається форма сигналу. При цьому враховуються найближчі значення. Інформація про форму сигналу виводиться на індикатор. В разі, коли визначити форму за визначеними параметрами неможливо, виводиться відповідне повідомлення.

Основними перевагами цього методу є достатньо висока швидкодія, а відповідно і широкий частотний діапазон вхідних сигналів. Швидкодія АЦП суттєво не впливає на процес вимірювання, оскільки перетворення в амплітудне, середнє та діюче значення відбувається до його початку. Обмеженням є лише необхідність проходження не менш ніж одного повного періоду або півперіоду сигналу до початку перетворення в АЦП для коректного визначення амплітудних, середніх та діючих значень.

Другий метод базується на вимірюванні миттєвих значень електричного сигналу та наступним обчисленням амплітудного, середнього та діючого значень за допомогою мікроконтролера.

Структурна схема для реалізації цього методу зображена на рис. 2. На рис. 2 додатково позначено: НП – нормуючий підсилювач.

В цьому методі необхідно забезпечити вимірювання миттєвих значень електричного сигналу не менш ніж за один період і розрахувати амплітудне, середнє і діюче значення сигналу. Пошук амплітудного значення сигналу відбувається за допомогою алгоритму перебору відомих миттєвих значень в одному періоді та знаходження з-поміж них – максимального значення напруги.

Середнє значення обчислюється за формулою: $U_c = \frac{\sum_{i=1}^n u_i}{n}$, де: n – кількість виміряних миттєвих значень напруги за період сигналу; u_i – значення виміряних миттєвих значень напруги за період сигналу.

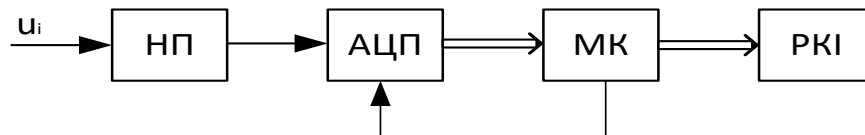


Рис. 2. Структурна схема системи розпізнавання форми сигналу із вимірюванням миттєвих значень електричного сигналу

Діюче значення електричного сигналу обчислюється за формулою:

$$U_d = \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n u_i^2}$$

Далі робота даної системи розпізнавання аналогічна попередній: в МК розраховуються значення коефіцієнтів форми, амплітуди і усереднення, та по їх значенням визначається форма сигналу.

Основним недоліком схеми є обмеження частотного діапазону сигналів пов'язане з допустимою похибкою від апроксимації сигналу та, відповідно, швидкістю АЦП.

Висновки. В даній роботі було розглянуто метод розпізнавання форми електричних сигналів із використанням непрямих параметрів, що не потребують вимірювання часових характеристик, а саме: коефіцієнтів амплітуди, форми та усереднення. Запропоновано дві структури системи форми електричних сигналів. Кожен з них має свої переваги і недоліки. Перша не потребує АЦП високої швидкодії і може застосовуватися для широкого діапазону частот. Друга дозволяє зменшити апаратні витрати, але має обмежений діапазон частот.

Подальшим напрямком дослідження є аналіз метрологічних характеристик розроблених структурних схем та застосування нечіткої логіки для визначення форми сигналу.

Література

Щерба А. А., Рябенський В. М. та ін. // Електротехніка та електроніка – Київ: «Корнійчук», 2007р. - 490 с.

УДК 616.1; 681.5.08

ПІВТОРАК А.І., ШАНТИР С.В.¹

СПОСІБ ПІДВИЩЕННЯ ПРОДУКТИВНОСТІ МОНІТОРИНГУ ЕЛЕКТРО-КАРДІОГРАМ В КЛІНІЧНИХ УМОВАХ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна, ¹shantyr.sv@gmail.com

Вступ. Спостереження стану пацієнта в клінічних умовах вирішується приліжковими моніторами, які крім каналів вимірювання температури, тиску, пульсу мають функції багатоканальної електрокардіографії, і можуть використовуватись як автономні прилади, або як периферійні модулі систем вищого рівня. Сучасні цифрові технології дають можливість створення та втілення способів підвищення ефективності моніторів по таким показникам, як швидкодія, достовірність отриманої інформації та інше.

Постановка задачі. Метою роботи є розробка способу підвищення продуктивності обробки вимірювальної інформації приліжковим монітором з функцією аналізу електрокардіограм для дистанційного спостереження за станом пацієнта в клінічних умовах в режимі реального часу.

Спосіб підвищення продуктивності моніторингу електрокардіограм. Методи кардіології, для виконання операцій інтерпретації та класифікації електрокардіограм, використовують 12 відведень, сформованих на основі електричних процесів серця, які охоплюють частотний діапазон від 0,15 Hz до 1000 Hz при рівні електричних сигналів від 1 μ V до 10 mV [1]. Обробка та аналіз кардіологічних процесів передбачає операції отримання електрокардіограми одночасно по кільком відведенням, фільтрацію, розпізнавання характерних елементів електрокардіограми та вимірювання відповідних параметрів, подання інформації лікарю-кардіологу за допомогою інтерактивного діалогового інтерфейсу для виконання інтерпретації та класифікації, які виконуються частіше в ручному режимі. Наведені операції дають достовірні результати лише за умови стаціонарності та ергодичності процесу на інтервалі аналізу. Тому для підвищення достовірності отриманих результатів аналізу треба виконувати адаптацію до вихідного кардіологічного процесу, щоб задовольнити припущення що до стаціонарності та ергодичності на інтервалі аналізу. Виконання додаткових операцій, пов'язаних з адаптацією до кардіологічного процесу, знижує швидкодію монітору.

В роботі пропонується для корекції параметрів блоку обробки отриманих сигналів кардіологічного процесу та операції адаптації використовувати канал вимірювання пульсу, що значно підвищує швидкість визначення частоти, яка має діагностичне значення для подальшого аналізу електрокардіограми її інтерпретації та класифікації.

Блок-схема каналу моніторингу електрокардіограм показано на рис. 1. Електричні потенціали з сенсорів встановлених на тіло пацієнта поступають на блок підсилення біопотенціалів в якому формуються 12 відведень за методикою [2,3] - 3 стандартних відведення, 3 посилені однополюсних відведення від кінцівок і 6 грудних відведення. Сигнали сформованих відведень подаються на аналого-цифровий перетворювач ADC де перетворюються в цифрову форму. Експертний аналіз електрокардіограми виконується на мікроконтролері CPU. Аналіз синхронізується імпульсним сигналом з каналу вимірювання пульсу.

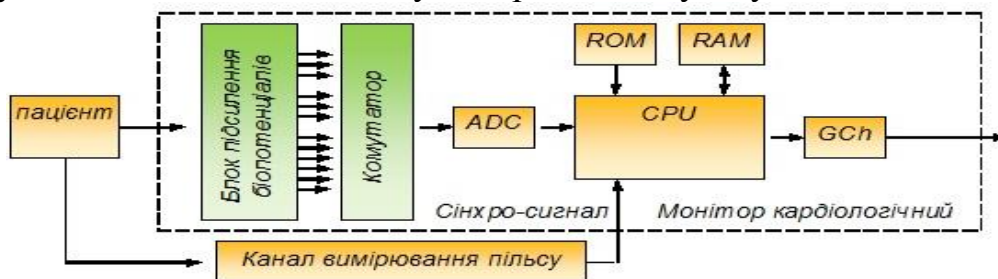


Рис. 1. Блок-схема кардіомонітору

Висновки. Запропоновано спосіб підвищення продуктивності аналізу електрокардіограм при спостереженні стану пацієнта в клінічних умовах, шляхом використання каналу вимірювання пульсу. Розроблено алгоритми вимірювання пульсу та корекції параметрів блоку обробки сигналів електрокардіограми. Розроблена програмна модель кардіологічного процесу з можливістю імітації патологій. Комп'ютерне моделювання розроблених моделей і алгоритмів підтвердило ефективність запропонованого способу для підвищення продуктивності аналізу кардіограм. Проведене дослідження показало можливість використання запропонованого способу при побудові мікропроцесорного приліжкового монітору стану пацієнта в клінічних умовах.

Література

1. *Микрокомпьютеры в физиологии: Пер. с англ./ Под ред. П. Фрейзера.* – М.: Мир, 1990. – 383 с.
2. В.В. Мурашко, А.В. Скрутинский. *Электрокардиография* – М.: Мир, 1987 г. -201с.
3. Суворов А.В. - *Клиническая электрокардиография* - М.: Мир, 1999г. – 15-23с.

УДК 621.317

ПАНЧИК М.В., БОБКОВ Ю.В.

СТАТИСТИЧЕСКИЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ ИНТЕРВАЛОВ ВРЕМЕНИ

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт», Украина, Киев,
panchik.co@gmail.com

Постановка проблемы. Измерение интервалов времени является широко распространённой задачей во всех областях деятельности человека.

Для измерения интервалов времени, заданных в виде электрических сигналов, обычно используют метод прямого сравнения с периодом квантующих импульсов. Основным недостатком данного метода является ограничение минимального

значения измеряемых временных интервалов допустимой погрешностью квантования, которая, в свою очередь, зависит от максимально возможной частоты квантующих импульсов, находящейся на уровне 600 МГц. Поэтому для измерения коротких интервалов времени используют специальные методы измерения.

Анализ последних достижений и публикаций. Основные вопросы измерения коротких интервалов времени изложены в работах таких авторов, как Орнатский П.П. [1], Мелешко Е.А, [2], Мирский Г.Я. [3] и других. Наиболее распространёнными являются следующие методы измерения коротких интервалов времени: умножения длительности, преобразования в напряжение, нониуса и статистический. Последний метод может быть применён, если временные интервалы являются повторяющимися. При этом никаких принципиально новых подходов при измерении коротких интервалов времени в последнее время не появилось, а основные достижения обусловлены внедрением новых технологических решений и новой элементной базы. Особенно это касается статистического метода измерения.

Формулировка цели доклада. Целью данной работы является разработка и исследование статистического измерителя коротких интервалов времени.

Изложение основного материала. Суть статистического метода заключается в определении длительности импульсов по оценке вероятности совпадения импульсов, задающих измеряемый временной интервал, и квантующих импульсов. Обязательными условиями реализации данного метода являются отсутствие корреляции между измеряемой и квантующей последовательностью импульсов, а также соблюдение условия значительно меньшей длительности τ_0 квантующих импульсов по сравнению с длительностью T_x измеряемых временных интервалов (импульсов): $\tau_0 \ll T_x$.

Предположим, что многократно повторяемые импульсы с длительностью T_x равномерно распределены в пределах периода T_0 квантующих импульсов.

Тогда вероятность совпадения импульсов обеих последовательностей будет [1]: $P = T_x / T_0$. Откуда легко получить: $T_x = P T_0$.

Поскольку вероятность P совпадения неизвестна, её можно заменить оценкой P' , определяемой как: $P' = n_{совн} / N_n$, где N_n – число повторяющихся импульсов с длительностью T_x , прошедших за время измерения; $n_{совн}$ – число совпадений измеряемых и квантующих импульсов.

При этом период следования квантующих импульсов может значительно превышать длительность измеряемых импульсов. Это позволяет существенно снизить частоту импульсов квантующей последовательности, что позволяет использовать менее быстродействующие счетчики, в том числе таймеры-счетчики, встроенные в микроконтроллеры широкого назначения.

Была разработана структурная схема статистического измерителя интервалов времени (рис. 1). На рис. 1 обозначены: НУ – нормирующее устройство; ФИ – формирователь импульсов; ГИ – генератор квантующих импульсов; АЦП_{Tx} – анало-

гово-цифровой преобразователь времени; МК – микроконтроллер (основной); БВИ – блок ввода информации; КИ – контроллер индикации; ЦОУ – цифровое отчетное устройство (дисплей); БП – блок питания.

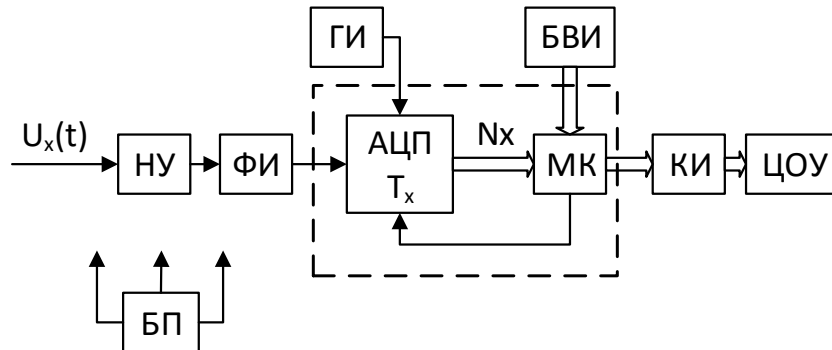
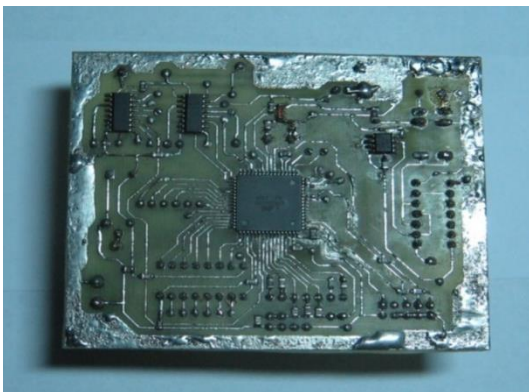
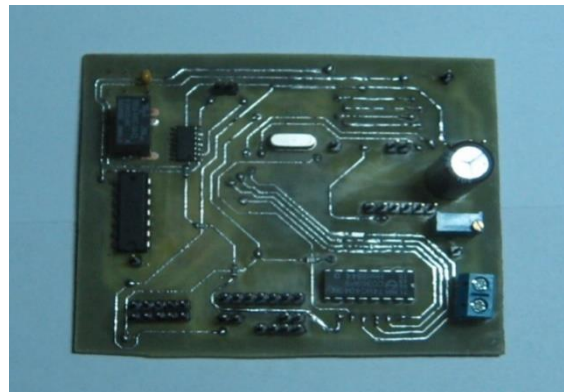


Рис. 1 - Структурная схема статистического измерителя интервалов времени

Поступающая на вход последовательность измеряемых интервалов времени, заданная в виде электрического импульсного или синусоидального сигнала, после необходимого нормирования в НУ поступает на вход формирователя импульсов. ФИ предназначен для формирования прямоугольного однополярного импульсного сигнала, длительность которого пропорциональна измеряемому временному интервалу. Последовательность измеряемых импульсов поступает на АЦП_{T_x}. Аналогово-цифровой преобразователь времени реализует статистический метод преобразования длительности измеряемых интервалов в код и построен на основе схемы совпадения сигналов и двенадцатиразрядного счетчика импульсов. На первый вход схемы совпадения подается последовательность измеряемых импульсов, а на второй вход - квантующие импульсы с ГИ. Количество совпавших импульсов подсчитываются счетчиком и передается на микроконтроллер МК.



а)



б)

Рис. 2. Блок электроники статистического измерителя интервалов времени, а) вид снизу; б) вид сверху

На основе данной структурной схемы был разработан и изготовлен макет статистического измерителя интервалов времени. На рисунке 2 представлен внешний вид блока электроники измерителя. В качестве основного микроконтроллера используется микроконтроллер ATmega128A фирмы Atmel. Данный микроконтро-

ллер имеет 128 КВ ПЗУ, 16 разрядный таймер-счетчик и необходимое количество портов ввода-вывода, чтобы обеспечить реализацию алгоритма измерения временных интервалов статистическим методом, управлять индикацией и обработкой данных, введенных с клавиатуры БВИ. Построение измерительной системы на базе микроконтроллера позволяет осуществлять изменение параметров алгоритма измерения и алгоритма работы МК, что существенно облегчает процесс отладки и модернизации устройства.

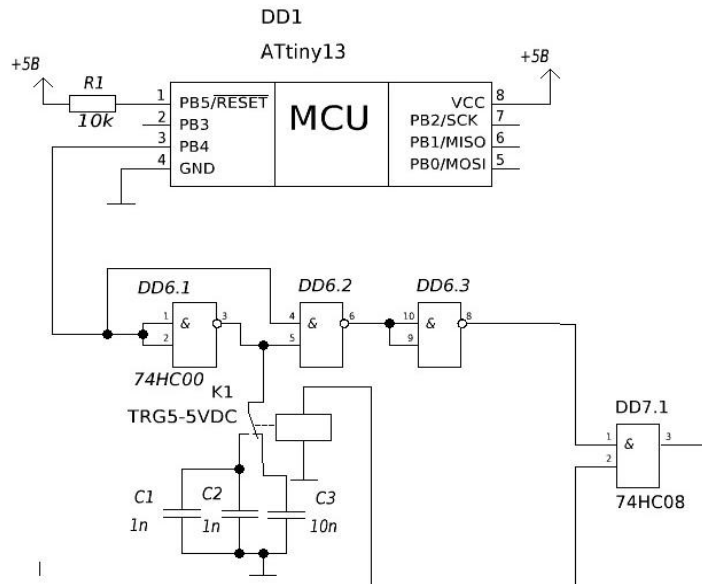


Рис. 3. Схема генератора и формирователя квантующих импульсов

Обязательное отсутствие корреляции между измеряемой и квантующей последовательностями импульсов обеспечивается с помощью ГИ.О построен по схеме, приведенной на рисунке 3. В схеме использован дополнительный микроконтроллер ATtiny13A фирмы Atmel, с помощью которого реализован алгоритм программного изменения частоты квантования в заданных пределах по случайному равномерному закону распределения. Средняя частота квантующих импульсов равна 10 kHz с диапазоном изменения в пределах $\pm 10\%$.

Инструментальная погрешность статистического измерителя определяется длительностью τ_0 квантующих импульсов. Для проведения исследований характеристик измерителя предусмотрено формирование двух длительностей квантующих импульсов. Это достигается с помощью времязадающих цепей на основе конденсаторов C1+C2 и C3 (рисунок 3).

Для отображения результатов измерения используется цифровой жидкокристаллический индикатор WH1602. Данный индикатор позволяет отобразить до 16 символов в двух строках. Это дает возможность выводить помимо результата измерения дополнительную информацию, а именно: уведомление пользователю о необходимости подключения источника сигнала, текущее значение длительности τ_0 квантующих импульсов и объема выборки N_n .

Изготовленный макет позволяет производить исследование метрологических характеристик статистического измерителя, в частности, влияние объема выборки

N_n и длительности τ_0 квантующих импульсов на точность измерения. Для изучения структуры и проведения исследований в макете предусмотрены 5 контрольных точек, которые могут выбираться пользователем и подключаться к двухлучевому осциллографу.

Выводы. Проведенные исследования изготовленного макета статистического измерителя временных интервалов показали, что при длительности квантующего импульса $0,01 \mu s$, погрешность измерения в диапазоне $1...10 \mu s$ не превышает $0,6 \%$, а при длительности $0,05 \mu s$ – $5,6 \%$.

Дальнейшим направлением работы является исследование путей повышения точности измерения длительности временных интервалов с помощью статистического измерителя.

Литература

1. Орнатский П.П. Автоматические измерения и приборы - К., Высш. шк., 1986. - 502 с.
2. Мелешко Е.А. Наосекундная электроника в экспериментальной физике - М., Энергоатомиздат, 1987, 216 с.
3. Мирский Г.Я. Электронные измерения: 4-е изд. - М., Радио и связь, 1986, 440 с.

УДК 621.324.007

ПАСЮТА В.О., ПАВЛИШИН М.М.

ІВС ПАРАМЕТРІВ ТЕХНОЛОГІЧНОГО ПРОЦЕСУ ВИРОБНИЦТВА БІОПАЛИВА

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна

За оцінками багатьох експертів [1] запасів викопного палива вистачить на 20 – 40 років.

Разом з тим запаси цих палив розміщені на земній кулі нерівномірно: 6% Росія, $2,5\%$ США, майже 80% на території країн Сходу.

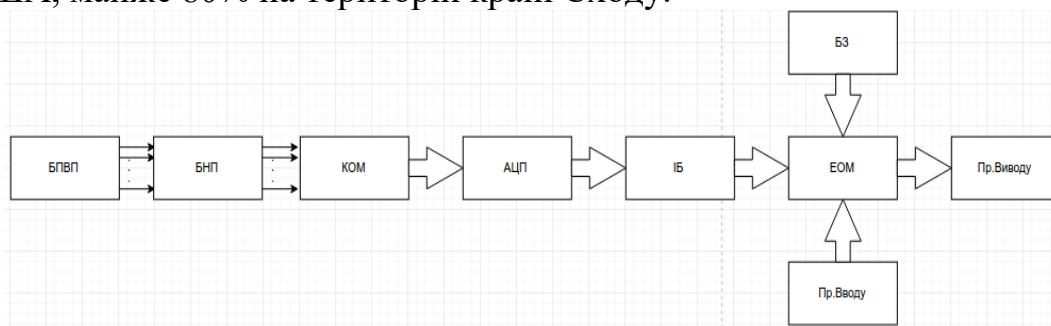


Рис. 1. Структурна схема ІВС

Якість таких енергоносіїв, як і сама можливість реалізації цих технологічних процесів, в значній мірі залежить від можливості управління ними, яка в свою чергу можлива лише при наявності необхідної інформації, яку може забезпечити метрологія та вимірювальна техніка.

В стратегічній енергетичній програмі України до 2030 року та ряді постанов кабінету Міністрів наголошується на необхідності збільшення використання біо-

палив з 1% в 2010 р. до 7% в 2030 р. [2]. Проблема виробництва біопалив в значній мірі ускладнюється жорсткими вимогами до їх якості.

І тому роль інформаційно вимірювальної техніки (далі ІВТ) як інструментарію для забезпечення контролю за всіма технологічними процедурами любих технологічних процесів виробництва біопалива є вирішальною та актуальною.

Розглянемо використання інформаційно вимірювальної техніки параметрів технологічного процесу на прикладі виробництва біогазу. На рис. 1. представлена структура такої інформаційно вимірювальної системи.

На рис. 1. позначено:БПВП – блок первинних вимірювальних перетворювачів; БНП – блок нормуючого пристрою; КОМ – коммутатор; АЦП – аналогового цифровий перетворювач; ІБ – інформаційний блок; ЕОМ – електронно-обчислювальна машина; БЗ – база знань; Пр.вводу – пристрій вводу; Пр.виводу – пристрій виводу.

ІВС дозволяє вимірювати об'єми базових компонент біомаси, які подаються в біореактор, температуру в біореакторі, тривалість протікання анаеробних процесів та тиск в біореакторі.

Алгоритм роботи ІВС заключається в почерговому опитуванні первинних вимірювальних перетворювачів (ПВП), нормуванні їх вихідних сигналів з наступним перетворенням цих сигналів в цифровий код. Результати кожного вимірювання передаються на індикацію для забезпечення інтерактивного режиму роботи с оператором і одночасно відбувається обробка поточних результатів вимірювання за наступним алгоритмом:

- кожен результат вимірювання порівнюється з діапазоном його допустимими значень і в випадку виходу за даний діапазон формується сигнал тривоги для оператора або автоматично призупиняється робота біореактора.

- разом с тим с метою запобігання критичних ситуацій система дозволяє оцінити факт попадання значень вимірюваних параметрів на границі критичної зони в межах 5%, що дозволяє запобігти зупинкам біореактору і вчасно направити технологічний процес в заданій області.

Таким чином використання можливостей метрології та ІВТ дозволяє суттєво з одного боку забезпечити реалізацію технологічного процесу виробництва біопалива, а з іншого гарантує отримання кінцевої продукції заданою якістю.

Література

1. *Порядок денний XXI століття. Видавництво ООН 2000 рік.* - 240 с.
2. *Збірник матеріалів Всеукраїнської науково-практичної конференції. Видав. "Парламентське видавництво" Київ 2007.* - 72 с..

УДК 006.91

ПРОСКІН В.В., ЯРЕМЧУК Н.А.

МЕТОДИКА ОЦІНЮВАННЯ КОМПОНЕНТІВ ПОКАЗНИКІВ ЯКОСТІ ПРОГРАМНИХ ЗАСОБІВ ВИКОРИСТАННЯМ ОРДИНАЛЬНИХ ДАНИХ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ

Оцінка якості програмного засобу (ПЗ) проводиться на конкретних фазах життєвого циклу і включає в вибір номенклатури показників, їх оцінку та зіставлення значень показників, отриманих в результаті порівняння з базовими значеннями. Показники якості об'єднані в систему з чотирьох рівнів: фактор, критерій, метрика, оціночний елемент. Кожен вищий рівень містить в якості складових показників нижчі рівні з урахуванням вагових коефіцієнтів.

Для забезпечення можливості отримання інтегральної оцінки за групами показників якості використовують фактори якості (1-й рівень): - надійність ПЗ;- супроводжуваність;- зручність застосування;- ефективність;- універсальність (гнучкість);- коректність.

Кожному фактору якості відповідає певний набір критеріїв якості (комплексні показники - 2-й рівень): - стійкість функціонування;- працездатність;- структурність;- простота конструкції;- наочність;- повторюваність;- легкість освоєння;- доступність експлуатаційних програмних документів;- зручність експлуатації і обслуговування;- рівень автоматизації;- тимчасова ефективність;- ресурсоемність;- гнучкість;- мобільність;- можливість модифікацій;- повнота реалізації;- узгодженість;- логічна коректність;- перевіреність.

Метрики складаються з оціночних елементів (одиночних показників - 4-й рівень), що визначають задану в метриці властивість.

Число оціночних елементів, що входять в метрику, не обмежена.

Вибір оціночних елементів в метриці залежить від функціонального призначення оцінного елемента і визначається з урахуванням даних, отриманих при проведенні випробувань різних видів, а так само за результатами експлуатації ПЗ.

Для накопичення інформації про оціночні елементи формується довідник оціночних елементів на основі раніше отриманих даних про якість аналогічних ПЗ.

За аналізом методів оцінювання показників якості видно, що вони орієнтовні на використання метричних шкал. Але перелік факторів, критеріїв, метрик наведених в [1] свідчить про те, що значна їх частина є ординальними властивостями, що обмежує можливість алгебраїчних операцій з отриманими значеннями. Більш того, при поєднанні ординальних і не ординальних властивостей постає проблема оцінки невизначеності для показника якості.

Тому для розрахунку значень показника якості «метрики» за оціночними елементами n з характеристикою невизначеності запропоновано наступні способи:

1. Якщо $\sigma_n=1$, то значення оціночного елемента присвоюється значенню метрики. При використанні експертного оцінювання за шкалою від 0 до 1 рзділювальна здатність становить $\pm\Delta x_i = \pm 0.1$. При використанні оцінювання нерівності типу В за рівномірним розподілом отримаємо наступну формулу для стандартної невизначеності: $\sigma_1 = \frac{\Delta x_i}{\sqrt{3}}$

2. Якщо $n=2$, то значення метрики розраховується як півсума значень оціночних елементів $m_1 = \frac{z_1 + z_2}{2}$. Для розрахунку невизначеності отримаємо композицію двох рівномірних розподілів і отримаємо таку формулу: $\sigma_1 = \frac{2\Delta_{xp}}{\sqrt{6}}$.

3. Якщо $n \geq 3 \div 10$, то значення метрики розраховується за допомогою знаходження медіани $med(z_1; z_2; \dots; z_n)$ стандартна невизначеність якої розраховується за формулою: $\sigma_1 = \frac{(-\Delta_{xp} - med)}{\sqrt{-2\ln(1-P)}}$ [2], де Δ_{xp} - границя відхилення значень оцінки від медіани, P - ймовірність знаходження медіани в довірчому інтервалі, med – значення медіани. Для знаходження ймовірності використовується залежність між кількістю оціночних елементів і границею довірчого інтервалу. Значення ймовірності знаходження медіани в довірчому інтервалі представлені в Таблиці 1 (L – для нижньої границі, H – для верхньої границі.).[3].

Таблиця 1. Значення ймовірності знаходження медіани в довірчому інтервалі

Границі довірчого інтервалу	Кількість оцінок експертів n_E							
	3	4	5	6	7	8	9	10
$L=1, H=n_E$	0.75	0.88	0.94	0.97	0.98	0.992	0.996	0.998
$L=2, H=n_E-1$	-	-	0.56	0.75	0.86	0.92	0.96	0.98
$L=3, H=n_E-2$	-	-	-	-	0.42	0.64	0.78	0.87

При кількості $n_E > 10$ для непараметричного оцінювання границь довірчого інтервалу використовують порядкові статистики S_L і S_H з номерами Li H:

$$L = E \left\lfloor \frac{n_E + 1 - z_p \sqrt{n_E}}{2} \right\rfloor \text{ для нижньої границі } S_L; \quad H = E \left\lceil \frac{n_E + 1 - z_p \sqrt{n_E}}{2} + 1 \right\rceil$$

для верхньої границі S_H , якщо $\frac{n+1-z_p\sqrt{n}}{2}$ не ціле число. Тоді границями довірчого інтервалу з ймовірністю P є порядкові статистики S_L і S_H . Значення z_p відповідає функції нормального розподілу. [3].

За наведеною методикою отримаємо значення метрик і їх невизначеностей. За метриками отримують показники більш високого рівня .

Кожен показник якості 1-го і 2-го рівня (фактор і критерій) характеризуються двома числовими параметрами - кількісним значенням і ваговим коефіцієнтом. Розрахунок параметрів і невизначеностей критеріїв ведеться за такими формулами:

$$K_j = \sum p_i m_i$$

$$\sigma_j = \sqrt{\sum p_i^2 \sigma_i^2}$$

де p_i – вагові коефіцієнти метрик в критерії.

Для параметрів і невизначеностей фактора:

$$T = \sum K_j p_j$$

$$\sigma = \sqrt{\sum p_j^2 \sigma_j^2},$$

де p_j – вагові коефіцієнти критеріїв в факторі.

Загальна оцінка якості ПЗ в цілому формується експертами по набору отриманих значень оцінок чинників якості.

В результаті проведеного аналізу отримуємо, що введення медіани є необхідним для оцінювання ординальних даних. Не ординальні величини можна оцінювати за допомогою середнього значення, так як він є значно точнішим. Використання як ординальних так і не ординальних величин розширює область аналізу показників якості і їх сферу застосування, це дає перспективу розвитку точніших методів оцінювання і виготовлення якіснішого програмного забезпечення. Проведений аналіз дозволив отримати не тільки значення ординального показника якості, а і його стандартну невизначеність.

Література

1. *Оценка качества программных средств. Общие положения: ГОСТ 28195-89.* – К., 1989. – С. 32.
2. *Г.Н. Солопченко. Представление измеряемых величин и погрешностей измерений как нечетких переменных // Общие вопросы метрологии и измерительной техники.* – 2007. - №2. – С. 1-7.
3. *О.М. Сікоза. Обчислення невизначеності при експертному оцінюванні вагових коефіцієнтів / О.М. Сікоза, Н.А. Яремчук // Системи обробки інформації.* – 2011. - №1(91). – С. 48-51.

УДК 62-187.4

СОКОЛЮК А.О., ЗАТОКА С.А.

ІМІТАЦІЙНА МОДЕЛЬ ПОВІРКИ ЦИФРОВОГО ВИМІРЮВАЧА ЗСУВУ ФАЗ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», м. Київ, Україна

Постановка проблеми. В програму підготовки бакалаврів спеціальності «Метрологія та вимірювальна техніка» входить курс «Випробування і сертифікація засобів вимірювальної техніки». При вивченні курсу студенти виконують цикл віртуальних лабораторних робіт, які включають вивчення методів повірки засобів вимірювальної техніки. Повірка засобів вимірювальної техніки є основним елементом забезпечення єдності вимірювань в країні. Розроблення віртуальної роботи цифрового вимірювача зсуву фаз є важним елементом при освоєнні студентами даного питання.

Мета доповіді. Представити результати розробки віртуальної лабораторної роботи на тему «Повірка цифрового вимірювача зсуву фаз».

Основний матеріал. Згідно з [1] повірка цифрового вимірювача різниці фаз виконується методом прямих вимірювань. В якості еталонного засобу використано калібратор зсуву фаз Φ 1-4.

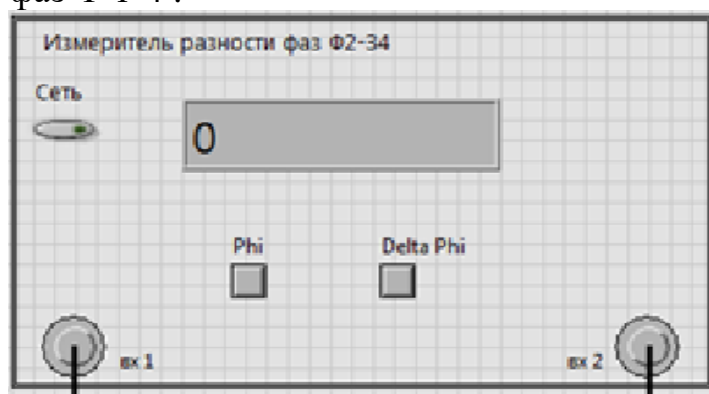


Рис. 1. Вид моделі вимірювача зсуву фаз

Для розроблення імітаційних моделей вимірювача зсуву фаз і калібратора зсуву фаз використана графічна мова програмування «G», яка використовується в LabVIEW і заснована на архітектурі потоків даних. Послідовність виконання операторів визначається не порядком їх слідування (як в імперативних мовах програмування), а наявністю даних на входах цих операторів. Оператори, не пов'язані з даними, виконуються паралельно в довільному порядку. Із цього випливає, що код програмних компонентів в середовищі LabView являє собою блок-схему або діаграму, а не набір операторів наступних один за одним [2].

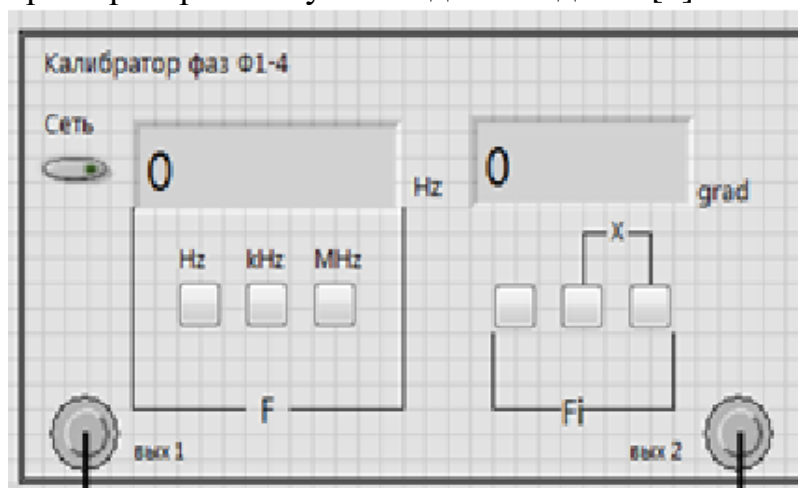


Рис. 2. Вид моделі калібратора

Компіляція програми проходить «на льоту». Це означає, що вбудь-який момент розробки програма готова до запуску. також можливостворення окремого програмного модуля, що запускається безвстановленого LabView, але в такому випадку зберігається залежність від LabView Run-Time відповідної версії

Імітаційна моделі вимірювача зсуву фаз і калібратора наведено на рис.1 і 2.

Цифровий вимірювач різниці фаз Φ 2-34 дозволяє вимірювати різницю фаз в діапазоні від 0° до 360° . на частоті від 5 Гц до 5 МГц, з роздільною здатністю $0,01^\circ$.

ФАКУЛЬТЕТ АВІАЦІЙНИХ І КОСМІЧНИХ СИСТЕМ НТУУ «КПІ»

Калібратор відтворює фазовий зсув в діапазоні від 0° до 360° , на частотах 0.5 Гц - 5 МГц. Діапазон вихідних напруг від 30 мВ до 1 В

В процесі повірквивзначаються наступні метрологічні характеристики:

Визначення похибки вимірювання зсуву фаз на частотах 20 Гц, 100 кГц, 5 МГц при нарузі 1В.

Приклад результатів вимірювання представлено в табл. 1.

Таблиця 1. Результати вимірювання зсуву фаз на частотах 20 Гц, 100 кГц, 5 МГц

Повіряємізначення зсуву фаз	Абсолютні похибки вимірювання зсуву фаз при частотах		
	20 Гц	100 кГц	5 МГц
0°	0,01	359,92	0,02
90°	90,02	89,93	90,10
180°	180,04	179,89	180,00
270°	270,02	269,87	270,05

Визначення діапазону вхідних напруг і похибок вимірювання обумовлених нерівністю рівнів вхідних напруг. Повірку виконують на відмітках 0° , 90° , 180° , 270° , при ослабленні 20; 40; 60 дБ на частотах 5 Гц, 200 кГц, 2 МГц, 5 МГц.

Приклад результатів вимірювання з ослабленням 20 дБ на вході 2 представлено в табл. 2.

Таблиця 2. Результати вимірювання зсуву фаз при ослабленні напруги входу 2

Повіряємізначення зсуву фаз	Абсолютні похибки вимірювання зсуву фаз при частотах			
	5 Гц	200 кГц	2 МГц	5 МГц
0°	0,01	359,99	359,96	0,06
90°	90,01	89,97	89,93	90,24
180°	180,04	179,96	179,89	180,15
270°	269,94	269,94	269,88	270,45

Визначення діапазону вимірювання кутів фазового зсуву приладу і роздільної здатності індикатора. Повіряємі відмітки: від 0° до 360° через 10° на частота 100 кГц.

Результат вимірювань представлено у табл. 3.

Таблиця 3. Результати вимірювання кутів фазового зсуву і роздільної здатності

0°	359,99	90°	89,93
10°	9,98	100°	99,92
20°	19,97	110°	109,91
30°	29,97	120°	119,91
40°	39,96	130°	129,91
50°	49,95	140°	139,90
60°	59,94	150°	149,90
70°	69,94	160°	159,89
80°	79,93	170°	169,89
180°	179,88	270°	269,86
190°	189,88	280°	279,86
200°	199,89	290°	289,86
210°	209,87	300°	299,86
220°	219,87	310°	309,86
230°	229,87	320°	319,86
240°	239,87	330°	329,86
250°	249,87	340°	339,86
260°	259,86	350°	349,86

Висновок. Розроблено вимірювач зсуву фаз і калібратор зсуву фаз. Імітаційні моделі приладів з необхідними характеристиками. Проведені експериментальні дослідження і отримано необхідні результати.

Розроблена робота дозволяє вивчити особливості повірки вимірювача різниці фаз (фазометра). Виконана робота буде використана в навчальному процесі.

Література

1. *МИ 1672-87 Методические указания. Государственная система обеспечения единства измерений. Фазометры электронные. Методика поверки*
2. *Е.В.Свиридов, Я.И.Листратов, Н.А.Виноградова Разработка прикладного программного обеспечения в среде . Москва, : Издат. МЭИ, 2005 – 50 с.*

УДК 681.526.5

ПАВЛИШИН М.М., СУТКОВИЙ О.О.

ІНТЕЛЕКТУАЛЬНА ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНА СИСТЕМА ПАРАМЕТРІВ ВІБРАЦІЇ ГАЗОТУРБІННИХ ДВИГУНІВ ЛІТАЛЬНИХ АПАРАТІВ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна, o.sutkovyi@gmail.com

В даний час основним методом визначення технічного стану газотурбінного двигуна є вібродіагностичний метод моніторингу стану його агрегатів. При цьому найчастіше використовується спектральний аналіз сигналів, де гармонічним складовим спектра співвідносять ті чи інші дефекти [1, 2]. Проте використання спектрального аналізу вимагає точної інформації про тип і конструкції агрегату, його кріпленні на об'єкті, режим його роботи, яка в умовах реального виробництва може бути не точною або зовсім відсутніми. Це може призводити до помилок у визначенні реального стану. Оскільки метою технічної діагностики є підвищення надійності та ресурсу технічних систем [3], задача дослідження нових методів діагностики з використанням алгоритмів, інваріантних до конструкції і типу агрегату не втрачає своєї актуальності.

Найбільш поширені методи аналізу отриманих сигналів можна описати такою послідовністю: поділ частотного діапазону отриманих сигналів на октавні або декадні полоси, потім проведення аналізу залежностей середньоквадратичних значень віброприскорення, віброшвидкості і вібропереміщення, а також середньоквадратичних значень змінної складової огибаючої віброприскорення і дискретних складових спектра огибаючої віброприскорення, що відповідають частотам прояву тих чи інших дефектів від частот обертання валів. Для підвищення достовірності моніторингу долучають швидкості росту діагностичних ознак, а також проводять аналіз трендів вібрації на присутність експоненціального зростання, що характеризує небезпечну зношеність устаткування.

Важливим є запобігання раптової відмови обладнання спричиненого впливом людського фактора. Саме на це спрямовані інтелектуальні можливості систем по виключенню людського фактора з процесів вимірювання, вилучення та інтерпретації діагностичної інформації. Інтелектуальна інформаційно-вимірювальна сис-

тема параметрів вібрації газотурбінних двигунів визначає не тільки зміни технічного стану об'єкта моніторингу, але й причини його зміни. Система використовує алгоритми інтелектуальної (автоматичної) експертної системи підтримки прийняття рішень.

Відомо, що автоматичні системи контролю та технічної діагностики є різновидом інформаційно-вимірювальних систем і виконують такі функції: визначення технічного стану виробу відносно справності та придатності до роботи; визначення місця і причини несправності; прогнозування технічного стану виробу [4]. Складність визначення станів об'єкта залежить, насамперед, від числа станів за якими виконується класифікація.

Інтелектуальна інформаційно-вимірювальна система складається зі стандартних апаратних модулів: первинний вимірювальний перетворювач; вимірювальний канал; аналого-цифровий перетворювач; електронно-обчислювальна машина. Вигідною особливістю інтелектуальної інформаційно-вимірювальної системи є те, що для впровадження її на об'єкт, немає потреби у розробці і впровадженні нових нестандартних апаратних рішень в частині первинного вимірювального перетворювача, вимірювального каналу або аналого-цифрового перетворювача. В більшості випадків досить виконати перепрограмування електронно-обчислювальної машини та внести в пам'ять інформацію (базу знань) про стани об'єкта.

База знань являє собою набір фреймів (фреймів-еталонів), кожен з яких відображає окремий стан об'єкта. Фрейм містить набір параметрів, за якими виконується моніторинг стану об'єкта: частоти обертання валів; частоти, амплітуди яких у спектрі найбільші; особливості зміни частотного спектру під час перехідних режимів роботи двигуна та інші. Інтелектуальна інформаційно-вимірювальна система виконує вимірювання та фіксацію середньоквадратичних значень параметрів до фрейму-відгуку. Далі, за алгоритмом відбувається обробка фрейму-відгуку та за допомогою нечіткої логіки ідентифікація стану об'єкта за даними бази знань. За умови збільшення початкової бази знань з трьох станів (двигун вимкнено, нормальна робота, небезпечний рівень вібрації) до п'яти (двигун вимкнено, нормальна робота, небезпечний рівень вібрації опори турбокомпресора, небезпечний рівень вібрації опори вільної турбіни, наявність підвищеного рівня вібрації не в основній полосі частот) з'являється можливість не тільки сповістити користувача про незадовільний стан об'єкта, але й вказати більш конкретно на місце де найбільш вірогідно є поламака.

В результаті застосування подібної інформаційно-вимірювальної системи параметрів вібрації газотурбінного двигуна з'являється можливість виконувати не тільки індикаторний контроль наявності підвищеної вібрації двигуна, але і відстежувати стан окремих вузлів двигуна, а також виявляти на ранніх стадіях помилки, що виникли під час збирання-установки двигуна на об'єкт або проведення технічних сервісних робіт літального апарату. В окремих випадках визначення незадовільного стану об'єкта на ранніх стадіях допомагає більш раціонально витратити кошти і знижує ризики травмування персоналу під час експлуатації двигуна.

Література

1. Костюков В. Н. Основы виброакустической диагностики и мониторинга машин: учебное пособие / В. Н. Костюков, А. П. Науменко – Омск: ОмГТУ, 2011.
2. Костюков В. Н. Практические основы виброакустической диагностики машинного оборудования: учебное пособие / В. Н. Костюков, А. П. Науменко – Омск: ОмГТУ, 2002.
3. Биргер И. А. Техническая диагностика/ И. А. Биргер – М: Машиностроение, 1978.
4. Орнатский П. П. Теоретические основы информационно-измерительной техники. – Киев: Вища шк., 1983.

УДК 621.45.02

КОНОВАЛОВА Н.Р., ПАВЛИШИН М.М., СУТКОВИЙ О.О.

ОСОБЛИВОСТІ ДОСЛІДЖЕННЯ СТАНУ АВІАЦІЙНИХ ГАЗОТУРБІННИХ ДВИГУНІВ ПІД ЧАС ЕКСПЛУАТАЦІЇ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна, o.sutkovyi@gmail.com

Сучасний газотурбінний двигун (ГТД) – складна динамічна система. Процеси, що протікають в ньому, характеризуються швидкою зміною параметрів, особливо під час перехідних та не сталих режимів роботи. Сам ГТД являє собою багатовимірний, багатопараметричний багаторежимний об'єкт, безвідмовна робота якого визначає безпеку та економічну ефективність експлуатації.

Однією з найбільш важливих проблем, що виникають під час експлуатації ГТД – діагностика його технічного стану. Для підтримки необхідного рівня надійності та ефективності використання ГТД використовують технічну діагностику, що має забезпечувати своєчасне виявлення змін технічного стану об'єкта, локалізувати несправність та за можливості надавати прогноз технічного стану. Основними причинами, що призводять до виникнення проблем діагностики є: недостатньо висока надійність окремих моделей авіаційних силових установок (низькі показники напрацювання на відмову); необхідність своєчасного виявлення різних несправностей на ранній стадії їх розвитку (лавиноподібна зміна стану); складність локалізації відмови; перехід на новий принцип експлуатації ГТД за фактичним станом (відсутність можливості проведення діагностики на стендах заводу-виробника); різниця в структурі систем двигуна, як об'єктів діагностування і різниця в характері функціонування під час виникнення відмови і т.д.

В наш час існує достатньо велика кількість різних засобів та методів діагностування, кожен з яких має свої певні переваги, але і не позбавлений недоліків, що створює причини для пошуку більш ефективних і універсальних методів діагностування і створення на їх основі систем технічної діагностики, що будуть побудовані на нових методах із використанням останніх досягнень у галузі інформаційних і комп'ютерних технологій.

Створення ГТД IV-V поколінь потребує безперервного вдосконалення апаратури діагностування і контролю, зумовленого примноженням кількості контрольованих параметрів, ускладненням конструкції двигуна, збільшенням кількості датчиків та виконавчих механізмів. Тому найбільш розповсюдженими є електронні системи керування авіаційного ГТД з повною відповідальністю (ПВ), що реалізу-

ють керування двигуном на усіх режимах роботи, в тому числі на перехідних режимах та індикацію виявлених несправностей. Основними блоками даної системи є: блок управління та вимірювання параметрів, бортова система контролю та діагностики (СКД), система автоматичного керування [1].

СКД ГТД повинна за мінімальний проміжок часу з максимальною точністю виявити відхилення робочих параметрів двигуна від заданих, для того щоб завадити появі небезпечних відмов і не допустити хибного трактування ситуації екіпажем, що може призвести до руйнування двигуна. Роль людського фактору із збільшенням числа контрольованих і діагностованих параметрів зменшується [2].

Найбільш вживаним, для виявлення відмови є метод допускового контролю, який полягає в тому, що відстежується позиція вимірюваної величини та значення її похідних у часі у заданих межах, при виході за які робиться висновок про наявність відмови. При виявленні відмови вимірювального каналу (ВК), для відновлення втраченої інформації використовується останнє достовірне значення вимірюваного параметра. Ефективність такого методу у випадку поступової чи плаваючої відмови низька, крім того при роботі двигуна на перехідних режимах точність такої відновленої інформації недостатня. Для вирішення цієї проблеми виникає необхідність доповнювати класичні методи контролю та діагностики ГТД інтелектуальними методами, що мають більш високу ефективність на будь-яких режимах [3].

Широко розповсюдженим є використання математичної моделі ГТД, яка грає роль еталонної моделі у складі бортової СКД. Порівняння розрахункових даних математичної моделі з даними ВК дозволяє відслідкувати зміни у об'єкті, що контролюється. Але зношування двигуна в процесі експлуатації призводить до змін стану і характеристик вузлів двигуна: опор роторних деталей, зубчатих передач, лопатевих машин, камер згоряння і т. п. У результаті значно змінюються як статичні так і динамічні характеристики двигуна, що може призвести до формування помилкового діагнозу.

Одним з ефективних засобів технічної діагностики ГТД є вібродіагностичні методи. Сигнали, що надходять з штатних датчиків вібрації несуть в собі велику кількість інформації про технічний стан вузлів двигуна і може бути достовірним показником їх працездатності. За умови використання сучасної елементної бази провідних фірм-виробників інтегральних схем, раціонального використання обчислювальних потужностей, використання елементів нечіткої логіки для побудови висновків, стає можливим проведення діагностики авіаційного ГТД із одночасним використанням вищезазначених методів у складі системи керування авіаційного ГТД з ПВ. Це дозволить в процесі функціонування двигуна автоматично переходити до режиму, найбільш оптимального для даних умов, та зменшити ймовірність відмови двигуна у польоті.

Література

1. Васильев, В.И. *Нейрокомпьютеры в авиации (самолеты): Учеб. пособие для вузов / Под ред. В.И. Васильева, Б.Г. Ильсова, С.Т.Кусимова* – М.: Радиотехника, 2003. 496 с.

2. Васильев В. И. *Интеллектуальные системы. Теория и практика* / Васильев В. И., Ильясов Б. Г. М.: Радиотехника, 2009. 392 с

3. Васильев С.Н. *Интеллектуальные системы управления и контроля ГТД* / Васильев С.Н., Мунасыпов Р.А., Распопов Е.В., Фрид А.И. – М.: Машиностроение, 2008. 549 с

УДК 621.326.04

ТКАЧЕНКО Я.О., ПАВЛИШИН М.М.

ІНТЕЛЕКТУАЛЬНА ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНА СИСТЕМА ПАРАМЕТРІВ ЯКОСТІ ВОДИ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна

Багатоцільове використання водних ресурсів збільшує попит на них, веде до зростання забруднення і поступового виснаження природних джерел. Використання засобів вимірювальної техніки дозволить реалізувати системний контроль за якістю води, як на стадіях її очистки так і як кінцевого продукту споживання.

Воду можна вважати придатною для вживання якщо її якісні параметри знаходяться в межах стандартів: [1].

Таблиця 1. Параметри якості води придатної для вживання

№	Показник	Одиниці виміру	min	max	Бажаний діапазон
1	Водневий показник	pH	6	9	6.5 - 8.5
2	Жорсткість загальна	ммоль/л	5	12	7.0(10)
3	Кальцій	мг/л	40	100	50-70
4	Магній	мг/л	6	30	10-15
5	Концентрація солей	мг/л	1000	1500	1200-1400

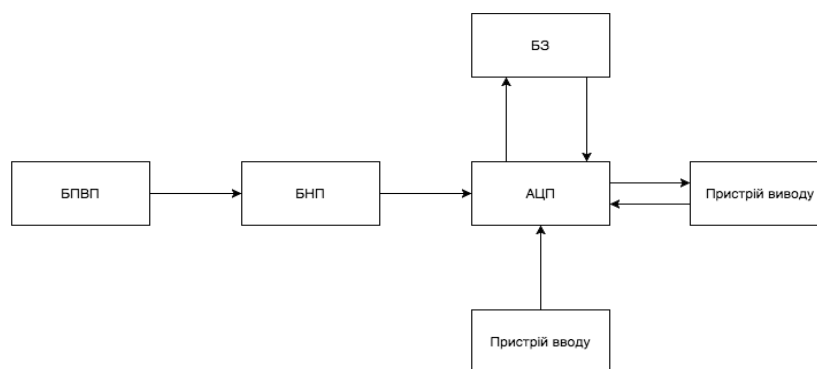


Рис. 1. Структурна схема ІВС

Дані стандарти будуть використовуватися в базі знань, як параметри, що визначають придатність води для вживання. Вода вважатиметься придатною, в випадку, коли результат дослідження задовольняє параметри, визначені в цій базі знань.

Структура ІВС показана на рис.1, де позначені: БПВП – блок первинних вимірювальних перетворювачів; БНП – блок нормуючого пристрою; АЦП – аналогового цифровий перетворювач; БЗ – база знань.

Основний алгоритм роботи ІВС зводиться до поочергового опитування первинних вимірювальних перетворювачів (ПВП) для вибраних параметрів якості води, нормування сигналів з ПВП з наступним перетворенням цих аналогових сигналів в цифровий код. Наступна дія - обробка результатів вимірювання та порівняння їх з еталонними (допустимими) значеннями, розміщених в базі знань (БЗ) та ідентифікація рівня якості води і формування кінцевого висновку. Слід зауважити, що з метою підвищення ефективності управління технологічними процесами очистки води (фільтрація, зворотний осмос) необхідно вимірювати не лише кількісні характеристики показників якості води, але і динаміку змін цих характеристик (першу похідну), що дасть можливість оперативно реагувати на зміни протікання технологічних процесів очистки води.

Література

ДСТУ 7525:2014 <http://metrology.com.ua/download/dstu-gost-gost-r/59-gost/1205-dstu-7525-2014>.

Науково-технічна конференція викладачів, науковців, аспірантів та студентів, присвячена Дню Науки

СЕКЦІЯ 3

**«ЧУТЛИВІ ЕЛЕМЕНТИ, НАВІГАЦІЙНІ СИСТЕМИ,
СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ РУХОМИМИ ОБ'ЄКТАМИ ТА
КОНСТРУЮВАННЯ АВІАЦІЙНО-КОСМІЧНОЇ ТЕХНІКИ»**

АФАНАСЬЄВ Д.В., ВІРЧЕНКО Г.А.

ПОРІВНЯННЯ МЕТОДІВ ПАРАМЕТРИЧНОГО МОДЕЛЮВАННЯ КРИЛА ЛІТАКА

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна,
Afanasiev.dima.v@gmail.com

Вступ. На сьогодні створення авіаційної техніки є практично нереальним без широкого використання новітніх інформаційних систем. Забезпечити підвищення якості та скорочення термінів конструювання можливо за рахунок розробки нових способів інтегрованого проектування елементів конструкції планера літака в середовищі комп'ютерних пакетів CAD/CAM/CAE [1].

Практичне впровадження нових методів параметричного моделювання елементів планера літака забезпечує конкурентоздатність кінцевому проекту, оскільки оптимізує час проектування та реалізує можливість гнучкого внесення різноманітних змін до технічних характеристик опрацьовуваної конструкції [2]. Тому питання розробки нових способів інтегрованого комп'ютерного проектування елементів конструкції планера літака нині є доволі актуальним.

В існуючій літературі подані методи розробки параметричної моделі, такі як ієрархічна, таблична, варіаційна. В залежності від того, яку деталь проектують обирається найбільш зручний метод. З кожним роком з'являються нові дослідження з питань оптимізації цих методів, тому можна зробити висновок, що з кожним роком збільшується кількість розробок з цього напрямку. Авіаційна промисловість дійсно потребує впровадження нових методик проектування, які зможуть оптимізувати процес створення моделі [3].

Крило літака є головним елементом планеру літака, який визначає його аеродинамічні характеристики. При моделюванні змінюючи геометричні характеристики крила можна досягти покращення аеродинамічних характеристик крила в цілому. Тому для розгляду методів моделювання обрано саме крило літак.

Постановка задачі. Метою даної статті є порівняння існуючих методів параметричного моделювання крила літака, визначення їх недоліків та формування вимог до нової методики створення параметричної моделі крила. Визначення подальших перспектив розробок в напрямку створення параметричних моделей. Оптимізація процесів зміни геометричних характеристик крила дає можливість скоротити час, який витрачається на етапі проектування елементів літака.

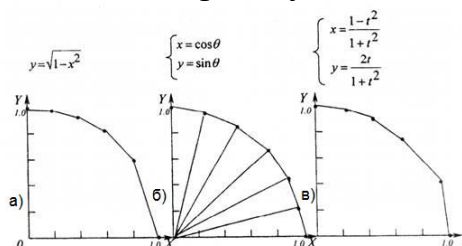


Рис.1. Непараметричний (а), та параметричний (б,в) опис дуги

Результати дослідження. Основною функцією побудови параметричної моделі є використання параметрів моделі і співвідношень між ними (Рис.1.)

У літакобудуванні під параметрами розуміють незалежні величини деякої системи, а під її характеристиками – залежні змінні.

Для крила маємо: - параметри положення: відстані між нервюрами – a , стрингерами – b , лонжеронами – B ; - параметри розмірів: довжини лонжеронів – $l_{лн}$, стрингерів – $l_{стр}$; товщини обшивки – δ , стрингерів – $\delta_{стр}$; висоти лонжеронів – H_1 та H_2 ; ширина й висота стрингерів – $c_{стр}$ і $h_{стр}$; - характеристики: площі замкнених контурів – $F_{кон}$ та поперечних перерізів лонжеронів – $F_{лн}$, стінок – $F_{ст}$ і стрингерів – $F_{стр}$. Спираючись на ці параметри реалізується процес створення параметричної моделі. На сьогодні найпоширенішими методами створення параметричної моделі крила є використання таких програмних пакетів як: Siemes NX, SolidWorks, Creo, Inventor, Pro Engineer.

Існуючі методи можна поділити на два типи:

- 1) параметричне моделювання на основі метода регенерації моделі – ієрархічна параметризація
- 2) параметричне моделювання основане на роботі з базами даних геометричних характеристик елемента – таблична параметризація. (рис.2)

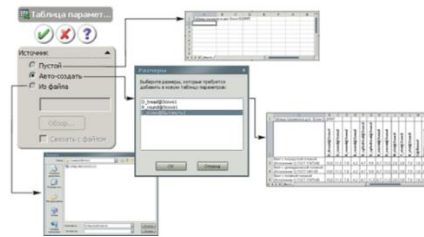


Рис.2. Таблична параметризація

Параметричне моделювання на основі метода регенерації моделі з дерева її історії. Проблема такого методу в складності його відслідковування, так як додаючи в модель геометрію, вона залежить від геометрій створених раніше. Такий метод складно використовувати, коли над проектом працює декілька людей. Зміни в кожному елементі залежать один від одного та складно відслідковуються.

Параметричне моделювання основане на методі роботи з базами даних геометричних характеристик елемента дає змогу змінювати лише геометричні характеристики. Тому якщо в процесі створення моделі, стає зрозумілим, що моделі не вистачає певних елементів, виправити це можна лише створенням нової бази даних, що потребує додаткових витрат часу.

Створення третього методу, який би включав в себе переваги та недоліки іншого є необхідним рішенням для оптимізації процесу проектування. Тому нова методика основана на таких етапах:

1. Розподіл крила на частини, для легшої побудови геометрії.
2. Створення профілів необхідних для побудови крила, використовуючи таблицю з їх координатами.

3. Створення базової геометрії частин крила (кесону рис.3), що визначає головні параметри та форми, розміри агрегату створюється за допомогою бази даних.

3. Під час створення особливо важливо одразу давати назву всім розмірам, які має спроектована модель, інакше створена таблиця параметрів буде не зручною у використанні (довжина хорди, висота стрингера і т.д.)

4. Створення для кожного елемента таблиці параметрів за допомогою відповідної команди в Solid Works.

На основі базової геометрії шляхом прямого проектування будуються інші елементи.

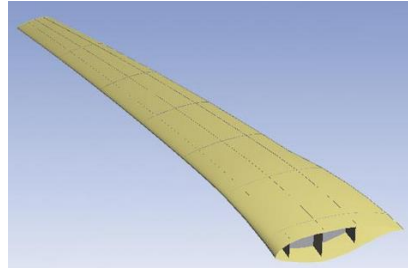


Рис.3. Базова модель кесона

Кожні групи елементів окремо позначаються в дереві моделей для зручного редагування. На цю дію піде багато часу, але тоді модель буде зручна для використання групою конструкторів.

Параметричні таблиці, що використовують зв'язяться в одну з різними вкладками. Між однаковими параметрами за допомогою команд Excel створюються прив'язка або математична залежність, тому при зміні даних в одному місці, вони автоматично змінюються для всієї моделі.

Однією з найбільших проблем при створенні параметричної моделі крила є процес задання аеродинамічних профілів. Для структурно-параметричного варіантного формування крила вихідними даними є множини аеродинамічних профілів PP_1 та PP_2 (відповідно для кореневого, з хордою b_0 , та кінцевого, з хордою b_K , поперечних перерізів)

$$PP_1 = (PP_{1r})_1^{N_{PP1}}, \quad PP_2 = (PP_{2m})_1^{N_{PP2}}. \quad (1)$$

Структурний взаємозв'язок між елементами кортежів (1) визначається матрицями суміжності (2)

$$C_{1,2} = \|c_{1r} c_{2s}\|; \quad r \in (1, \dots, N_{PP1}); \quad s \in (1, \dots, N_{PP2}), \quad (2)$$

де $c_{1r} c_{2s} \neq 0$ при можливій взаємодії профілів PP_{1r} та PP_{2s} , $c_{1r} c_{2s} = 0$ – у протилежному випадку. Конкретний різновид проектованої поверхні формується шляхом потрібних параметричних модифікацій хорди, товщини та угнутості вихідних аеродинамічних профілів, належного їх розташування у прямокутній декартовій системі координат $Oxyz$ згідно з потрібними кутами атаки, стрілоподібності χ та поперечного V крила в базових площинах, які зумовлюють його розмах L . Зазначимо, що більш докладно окреслені питання висвітлюються, наприклад, у публікації [4]. Як результат отримуємо множину, що відповідає виразу (3), теоретичних поверхонь крила

$$K = (K_k)_1^{N_k}. \quad (3)$$

Висновки. Порівнявши існуючі методики параметричного моделювання, на основі переваг та недоліків цих методів визначено подальший напрямок розробки нового методу. Одним з перспективних напрямів є проведення подальших наукових досліджень застосування структурно-параметричних геометричних моделей для етапу експлуатації літака з метою проведення на базі цього комплексної оптимізації проектування, а також поширення наведеної методології на автоматизоване проектування інших технічних об'єктів. Також на основі цього аналізу розроблено логіку для нової методики побудови параметричної моделі крила літака, яка може бути теоретичною і практичною основою для подальшої комп'ютеризації процесів проектування, як всього літака, так й інших складних об'єктів авіаційно-космічної техніки.

Література:

1. Гребеников, А.Г. *Методология интегрированного проектирования и моделирования сборных самолетных конструкций.* – Х: Нац. аэрокосм. ун-т им. Н.Е. Жуковского «Харьк. авиац. ин-т», 2006. – 532 с.
2. *Проектирование самолетов* / С.М. Егер, В.Ф. Мишин, Н.К. Лисейцев и др. – М: Машиностроение, 1983. – 616 с.
3. Балабуев, П.В. *Стратегия и практика АНТК «Антонов» в создании самолетов «АН» на основе полного электронного определения изделия* П.В. Балабуев, В.И. Матусевич // *Информационные технологии в наукоемком машиностроении: Компьютерное обеспечение индустриального бизнеса* / под. общ. ред. А.Г. Братухина. – К.: Техніка. – 2001. – С. 84 – 97.
4. Ванін В.В., Ванін І.В., Вірченко Г.А., Ткачевський Я.І. *Стан і перспективи геометричного моделювання у сучасному літакобудуванні*

УДК 531.534

БАЛАБАНОВА Т.В., ГАВАЗА О.Ю.

МЕТОДИКА РАСЧЕТА ХАРАКТЕРИСТИК КРЫЛА САМОЛЕТА С УЧЕТОМ АЭРОУПРУГОСТИ

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт», Киев, Украина,
oleg.gavaza@mail.ru

Введение. В настоящее время аэроупругость имеет большое значение во многих отраслях инженерного дела, особенно в авиации, где в результате больших размеров и скоростей самолета аэроупругость является одним из наиболее весомых негативных факторов, который должен учитываться при создании нового летательного аппарата (ЛА). В частности, при проектировании крыла самолета такой трудно решаемой задачей, требующей проработки множества вариантов возможных конструкций, является снижение вредного влияния аэроупругости на динамику полета.

Анализ литературы показал, что на сегодняшний день для численного расчета, например, крыла самолета, традиционно применяются численные методы [1], а для аналитического расчета используется применения интегральных и дифференциальных уравнений [2]. Однако указанные методы расчета не дают полного понимания поведения, например, крыла в воздушном потоке, что необходимо при

создании эффективной конструкции. Данное обстоятельство обуславливает актуальность при расчете конструкций ЛА разработки новых прогрессивных методов, в том числе с применением систем компьютерной алгебры.

Постановка задачи. Целью этого доклада является представление разработанной методики, которая обеспечивает создание математической модели упругого крыла под действием аэродинамической и массовой нагрузки, что позволит описать взаимодействие крыла с потоком воздуха, в аналитическом виде. В основе разработанной методики взят метод конечно-элементной аппроксимации (МК-ЭА) [3].

Объект исследования. Для проверки применения разработанной на основе МК-ЭА методики проводится определение критической скорости дивергенции упрощенного крыла самолета Ла-5 ФН.

Общее описание разработанной методики. Суть методики заключается в разделении крыла на участки и заменой их соответствующими конечными элементами (рис. 1).

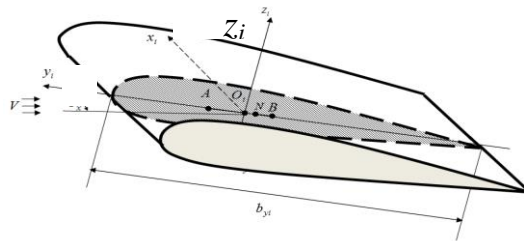


Рис.1. Обобщенный конечный элемент крыла самолета

В общем случае каждый из участков содержит три следующих типа конструктивных элементов (рис. 2) с различным влиянием на формирование аэродинамических свойств крыла: - упругие элементы, обуславливающие возникновение упругих восстанавливающих сил; инерционные элементы, вызывающие действие сил инерции; - аэроупругие элементы специальной формы, создающие подъемную силу.

Характеристики каждого элемента описываются соответствующими матрицами аэродинамического влияния, жесткости и масс, в аналитическом виде, которые ориентированы в собственных системах координат элемента. Каждый отдельный участок характеризуется положением центров масс жесткости и давления, которые используются для приведения всех элементов в одной глобальной системы координат.

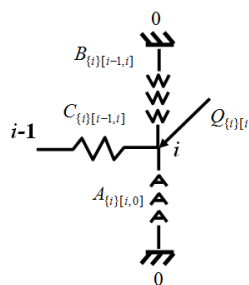


Рис. 2. Базовый фрагмент расчетной схемы

На основе этого строится расчетная схема крыла, которая имеет вид последовательно и параллельно соединенных характерных элементов, с последующим ее преобразованием и анализом.

Упрощения в математической модели базового конечного элемента. Полагая конструкцию крыла и соответственно его конечно-элементных участков симметричной относительно горизонтальной плоскости x_0Oy_0 . Введенное допущение симметрии конструкции относительно плоскости дает возможность понизить размер решаемой задачи, разделяя ее на две независимые (симметричную и антисимметричную) части и рассматривая решение только одной из них, обуславливая, например, в матрицах жесткости следующую структуру [4]:

$$C = \begin{bmatrix} c_{1,1} & c_{1,2} & 0 & 0 & 0 & c_{1,6} \\ c_{2,1} & c_{2,2} & 0 & 0 & 0 & c_{2,6} \\ 0 & 0 & c_{3,3} & c_{3,4} & c_{3,5} & 0 \\ 0 & 0 & c_{4,3} & c_{4,4} & c_{4,5} & 0 \\ 0 & 0 & c_{5,3} & c_{5,4} & c_{5,5} & 0 \\ c_{6,1} & c_{6,2} & 0 & 0 & 0 & c_{6,6} \end{bmatrix} \quad (1)$$

В свою очередь матричная структура (1) позволяет использовать при расчетах усеченные матрицы жесткости $C_{\{i\}}$, а также сокращенные векторы обобщенных сил $Q_{\{i\}}$ и перемещений $q_{\{i\}}$ с меньшим числом компонент:

$$C_{\{i\}} = \begin{bmatrix} c_{\{i\}3,3} & c_{\{i\}3,4} & c_{\{i\}3,5} \\ c_{\{i\}4,3} & c_{\{i\}4,4} & c_{\{i\}4,5} \\ c_{\{i\}5,3} & c_{\{i\}5,4} & c_{\{i\}5,5} \end{bmatrix}, \quad Q_{\{i\}} = \begin{bmatrix} P_{zi} \\ M_{xi} \\ M_{yi} \end{bmatrix}, \quad q_{\{i\}} = \begin{bmatrix} u_{zi} \\ \vartheta_{xi} \\ \vartheta_{yi} \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где в нижнем индексе указан номер локальной базовой системы координат ($Ox_i y_i z_i$).

Жесткостные характеристики каждой упругой связи расчетной схемы описываются матрицами жесткости. В частности, матрица жесткости r -ой упругой связи, проходящей от узла k к узлу m , описывается следующим выражением:

$$C_{\{d\}[k,m]}^{(r)} = [c_{\{d\}[k,m]i,j}^{(r)}], \quad (i, j = \overline{3,5}).$$

Математическая модель аэроупругих сил базового конечного элемента. Опишем теперь действующие на конечно-элементный участок крыла аэродинамические силы [5].

В общем случае на i -ый конечный элемент в полюсе A_i действует подъемная сила, пропорциональная углу атаки ЛА, с коэффициентом пропорциональности $\alpha_{\{i\}3,4} \equiv -\alpha_i$, определяемым по формуле $\alpha_i = c'_{zi} b_{yi} l_{xi} \rho \frac{V^2}{2}$, (3)

где V -скорость полета ЛА; c'_{zi} - производная (по углу атаки) коэффициента подъемной силы крыла; ρ - плотность воздуха; b_{yi} - длина хорды профиля крыла; l_{xi} - длина участка крыла.

Очевидно, что коэффициент $a_{\{i\}3,4}$ представляет собой элемент матрицы $A_{\{Ai\}[i,0]}$. При этом матрица аэроупругости $A_{\{Ai\}[i,0]}$, характеризует опрокидывающие аэроупругие силы, возникающие в i -ом конечно-элементном участке крыла,

$$A_{\{Ai\}[i,0]} = \begin{bmatrix} 0 & -a_i & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

При переходе в локальную базовую систему координат $O_i x_i y_i z_i$ матрица $A_{\{Ai\}[i,0]}$ теряет свою первоначальную форму, приобретая следующий вид:

$$A_{\{i\}[i,0]} = \Lambda_{i,A} A_{\{Ai\}[i,0]} \Lambda_{i,A}^T = \begin{bmatrix} 0 & -a_i & 0 \\ 0 & -h_{y_i} a_i & 0 \\ 0 & h_{x_i} a_i & 0 \end{bmatrix}, \quad (4)$$

где $\Lambda_{i,A}$ - матрица преобразования координат,

$$\Lambda_{i,A} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ h_{y_i} & 1 & 0 \\ -h_{x_i} & 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad (5)$$

h_{x_i} и h_{y_i} - координаты центра действия аэродинамической подъемной силы в базовой системе координат $O_i x_i y_i z_i$.

Пример определения критической скорости дивергенции летательного аппарата методом конечно-элементной аппроксимации. В рамках поставленной задачи приведем численный пример расчета критической скорости дивергенции самолета. В качестве объекта исследования возьмем идеализированную конструкцию крыла, представляющую усреднено-упрощенную модель крыла легких истребителей времен Второй мировой войны, яркими представителями которых являются Як-1,-3,-7,-9; Ла-5,-7; P-51 *Mustang*; P-39 *Airacobra*.

Полагаем, что рассматриваемая идеализированная конструкция крыла состоит из семи одинаковых конечно-элементных участков. Причем в каждом из участков находится два лонжерона, каждый из которых содержит по стенке с двумя поясами (рис.3).

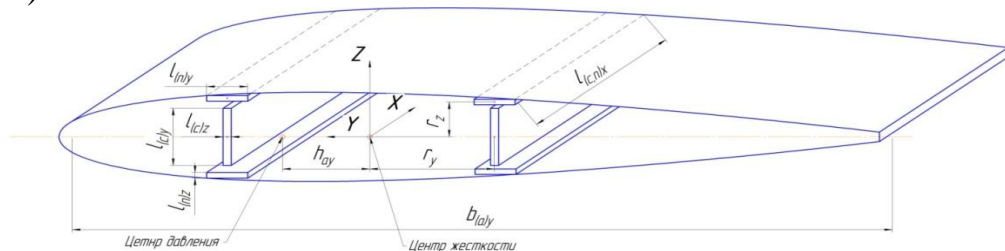


Рис.3. Конструкция конечно-элементного участка крыла самолета

Лонжероны изготавливаются из сплава на основе алюминия, модуль упругости которого $E=7 \cdot 10^{10}$ Н/м². Геометрические размеры деталей лонжеронов –

Взяв численне значення a_{\min} из вираження (7), в соответствии с формулой (3) получим следующую величину критической скорости дивергенции:

$$V_{\text{див}} = \sqrt{\frac{2a_{\min}}{c'(a)z h(a)y l(a)x h(a)y \rho}} = 352 \text{ м/с} \quad (8)$$

Отметим, что полученный результат (8) не противоречит данным по легким истребителям Второй мировой войны.

Выводы. Для проверки методики, разработанной на основе МК-ЭА, она была применена к определению критической скорости дивергенции упрощенного крыла самолета Ла-5 ФН. Полученные результаты исследования полностью соответствуют эксплуатационным данным самолета, что доказывает их справедливость. Данная методика позволила в явном виде выразить зависимость эксплуатационных данных от конструктивных характеристик крыла, в более простой и наглядной форме, что объясняется отсутствием применения интегральных и дифференциальных уравнений. В частности, это дает принципиальную возможность осуществлять оптимизацию конструкции крыла в аналитическом виде, как функцию от летно-технических характеристик, что особенно важно на этапе предварительного проектирования.

Благодаря принципу научных аналогий, лежащему в основе применяемого МК-ЭА, процесс исследования поведения конструкции ЛА (под воздействием аэродинамических и инерционных нагрузок) становится более наглядным, детализируется и, в конечном итоге, упрощается.

Литература.

1. Образцов И. Ф. Метод конечных элементов в задачах строительной механики летательных аппаратов / И. Ф. Образцов, Л. М. Савельев, Х. С. Хазанов. – М.: Высшая шк., 1985. – 392 с.
2. Фын Я. Ц. Введение в теорию аэроупругости – М.: Гос. издат. физ.-математ. лит-ры, 1959. – 523 с.
3. Балабанов И.В., Балабанова Т.В., Бондарь Ю.И. Метод конечно-элементной аппроксимации для исследования дивергенции крыла самолета //Аналітична механіка та її застосування: Зб. пр. ін-ту математ. НАН України, - К.:Ін-т математ. НАН України, 2014.Т.11 №5 -С.18-36
4. Балабанов И.В., Балабанова Т.В. Анализ свойств межузловых связей в симметричных упругих системах. //Аналітична механіка та її застосування:Зб. пр. ін-ту математики НАН України, -К.:Ін-т математики НАН України, 2010.Т.7 №3-С.30-45
5. Белоцерковский С. М. Тонкая несущая поверхность в дозвуковом потоке газа – М.: Наука, 1965

УДК 536.526

БАРИНОВ А.О., ЗІНЧЕНКО Д.М.

ПІДБІР ЗАКІНЦІВОК НЕСУЧОГО ГВИНТА БПЛА ВЕРТОЛЬОТНОГО ТИПУ ДЛЯ ЗМЕНШЕННЯ РІВНЯ УТВОРЮВАНОВОГО ШУМУ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Arseny1@ukr.net

Постановка проблеми.(Критичне число Маха, стисливість повітря хвильовий опір, вихор що сходить, косе обдування). Для сучасних гелікоптерів з підвищенням навантаження на диск несучого гвинта.) та великими швидкостями польоту

з'явилась проблема шуму лопатей. Реалізація потужності силової установки ставить задачу пошуку рішення для форми кінцевої частини лопаті у плані[1]. Взаємодія з вихорами що сходять з передуючої лопаті виробляє шум (у діапазоні низьких частот). Ця сама проблема існує і у БпЛАвертольотного типу, але у зв'язку з меншими розмірами змінюються масштабні коефіцієнти, що впливають на підбір форми несучого гвинта. Ця проблема потребує створення відповідної методики розробки несучої системи, враховуючи зменшенні числа Рейнольдса і інші нюанси, які обумовлюються габаритами і типовими режимами експлуатації безпілотного літального апарату.

Формулювання мети доповіді.З метою дослідження взаємодії лопатей у вихровому сліді, створюється модельний стенд. Використана базова лопать з можливістю зміни (підбору) форми за кінцівки на відносному радіусі 0,8-1.0. Рядовий змін можливий по підборі аеродинамічного профілю кінцевої частини, стрілоподібності (прямої та зворотної), кручення, звуження та форми у плані. Предметом дослідження є несучий гвинт діаметром 2 метри, на вертольоті з електричною силовою установкою. Це дозволить отримати значення шуму при натурних значеннях масштабних коефіцієнтів.

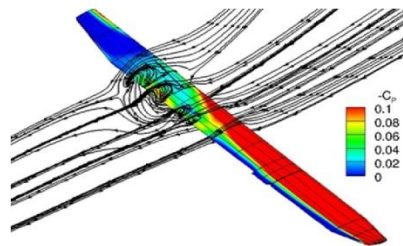


Рис. 1. Моделювання лопаті у віртуальному середовищі

Аналіз відомих гвинтів зі зниженням шумом.Існують програми крупних вертольотних компаній по дослідженню шуму на лопатях та його зниженню. Вертольоти H-160 EADS (Airbus), G-Lynx (закінцівка BERP) Westland, H-101 Merlin (закінцівка BERP) Augusta-Westland, S-70 Black Hawk [2] проектувались для досягнення високих швидкостей. На закінцівках лопаті що наступає у таких вертольотів утворюються місцеві стрибки ущільнення. Для зменшення хвильового опору розроблені за кінцівки спеціальної форми. Позитивним ефектом розробок стало також зниження шуму несучого гвинта гелікоптера. Для створення зразків змінних закінцівок, що будуть використані на дослідному модельному стенді, буде використана одна з технологій швидкого прототипування, а саме друк термопластиками за методом наплавлення видавлюванням. З цією метою паралельно з розробкою модельного стенда, зібрано 3-D принтер, що дозволить пришвидшити створення необхідних елементів лопаті. Перевага надана саме натурним випробуванням, а не комп'ютерному моделюванню, з-за співставлення складності виконання відповідної моделі методами розрахункової гідродинаміки (Computational fluid dynamics, рис. 1), що викликана потребою задання великої кількості умов, зірваних вихорів з передуючої лопаті і великих розрахункових потужнос-

тей, у порівнянні зі створенням стенду, що має рівні масштабні коефіцієнти з БПЛА вертольотного середніх розмірів, які найбільш представлені серед апаратів такого типу.

Висновки. Освоєння нових технологій просуває (дозволяє) реалізацію малошумних гвинтів у виробництві вертольотів. Склопластик, вуглепластик вирішує проблему надання жорсткості для різноманітних форм кінцевої частини лопаті. Сучасні методи реєстрації інформації також сприяють точному визначенню місць генерації шуму, що допомагає у розробці форм лопатей і закінцівок лопатей несучого гвинта вертольоту. Необхідність зниження шуму визначається застосуванням вертольоту, наприклад у межах заселеної місцевості. Особливо це актуально для вертольотів з високим енергоозброєнням та двох двигуневих вертольотів спеціального призначення (рятувальний, медичний, ударний). Підбір за кінцівок на наступному зразку малого розміру можливо провести у різних співвідношеннях ваги та швидкості, роблячи реєстрацію параметрів шуму на реєструючу апаратуру. При цьому різноманітність форм закінцівок може бути практично не обмежена. Від розрахункових до експериментальних. Надалі має бути дороблений стенд, льотний прототип для випробувань у реальних режимах експлуатації. Також потрібно покращити якість друку моделей закінцівок, задля того щоб похибки геометрії і шорсткість поверхні не впливали на результат досліджень. І найважливіше, потрібно провести ряд експериментів і вивести емпіричні залежності, що дозволять прогнозувати вплив форми закінцівок на льотні і шумові характеристики несучого гвинта і БПЛА вертольотного типу у цілому, що стане передумовою для наступного ряду експериментів, а саме підбір типу рульового гвинта. Що разом доповнить методику проектування БПЛА у розділі «Шум».

Література.

1. *Методы совершенствования несущего винта вертолета/ Техн. информ. ЦАГИ. 1984. №17-18, с40-48.*
2. *Lake, Jon. "Variant File: AgustaWestland EH101/AW101". International Air Power Review. Volume 22. Westport, Connecticut, USA: AIRtime Publishing, 2007. pp. 116–135.*

УДК 536.526

БІЛОУСОВ Т.В., БОНДАР Ю.І.

РОЗПОДІЛ АЕРОДИНАМІЧНИХ СИЛ ПО РОЗМАХУ КРИЛА ЛІТАКА З УРАХУВАННЯМ СТАТИЧНОЇ АЕРОПРУЖНОСТІ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, bomis@meta.ua

Постановка проблеми. При визначенні навантажень і деформацій крила під дію аеродинамічних сил, виявлено що деформації суттєво впливають на величину і розподіл сил. Аеродинамічні сили залежать від деформації тіл, які знаходяться в повітряному потоці. Тому визначати аеродинамічні сили і деформації конструкції слід разом. Вивчення взаємодії пружної конструкції з повітряним потоком складає зміст теорії аеропружності. Прояви, характерні взаємодіям аеродинамічних і пружних сил, відносяться до статичної аеропружності (СА). Найважливішим з

них являється втрата ефективності елеронів і рулів і втрати статичної стійкості конструкції в повітряному потоці. Прояви, характерні взаємодіям аеродинамічних, пружних та інерційних сил, відносяться до динамічної аеропружності. Найважливішим з них являється флатер- самозбудні коливання частин літака, які знаходяться в повітряному потоці.

Аналіз методів визначення розподілу аеродинамічних сил по розмаху крила літака. Метод Лотца, в основу якого входить визначення циркуляції за допомогою тригонометричного розкладу основного рівняння циркуляції крила кінцевого розмаху, де самі рівняння, отримані різними перетвореннями, не співпадають з рівняннями Лотца і володіють порівняно з ними суттєвими перевагами. На відміну від метода Глаурта, який дає значення коефіцієнтів розкладання циркуляції, задовольняючи основному рівнянню лише у вибраних перерізах - метод Лотца не залежить від вибору перерізів на крилі і дає можливість отримати розподіл циркуляції по розмаху для крила будь якої форми в плані, навіть при наявності розривного закону вимірювання хорди і кута атаки вздовж розмаху. Метод оснований на застосуванні тригонометричних рядів.

Метод Бетца, в основу розрахунку покладена теорія П-подібних вихрів. Взаємний вплив яких виражається в тому, що ці вихрі створюють додаткову косину зміну швидкості набігаючого потоку в кожній точці крила. Розрахунок виконується по формулам, які враховують зміну горизонтальної швидкості набігаючого на крила потоку не тільки при визначенні аеродинамічних характеристик окремих крил, але також при визначенні циркуляцій [1].

Метод Прандтля, приближені формули, отримані Прандтлем, дозволяють шляхом нескладних розрахунків визначити індуктивний опір, при заданій величині підйомної сили.

Мети доповіді. Метою є дослідження впливу деформацій крила літака на розподіл аеродинамічних сил по його розмаху.

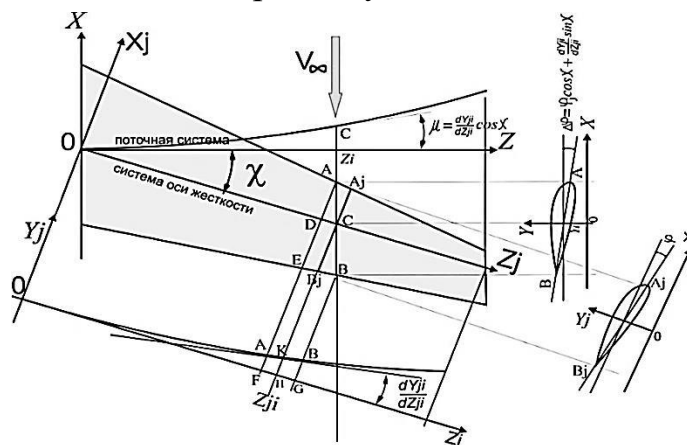


Рис.1. Схема деформації стрілоподібного крила.

Пружна модель. При вигині крила з позитивною стрілоподібністю місцеві кути атаки в напрямку потоку, що набігає зменшуються. Якщо спрямована вгору сила Q_u прикладається до осі жорсткості крила в перетині Z_{ji} , то точки A_j і B_j переміс-

тяться приблизно на однакові відстані, які будуть більше відстані, на яку переміститься точка А і менше переміщення точки В. Кут атаки перерізу АВ, розташованого в площині потоку, що набігає, буде менше і з'явиться негативний додатак підйомної сили (рис. 1). Ця підйомна сила надає стабілізуючий вплив, тому що прагне зменшити підйомну силу, що виникає від закручування елемента, при якому його носок переміщується вгору. У результаті цього вигин стрілоподібного крила веде до зміщення центру тиску аеродинамічного навантаження до кореневого перетину крила.

Методика обліку ефектів СА заснована на припущеннях[2]: - значення похідної c_n^α змінні за розмахом крила та визначаються по функції $c_y = f(\alpha, M)$ на заданому куті атаки α для відповідного перетину крила; - розглядаються зміни положення центрів тиску \bar{x}_d перерізів в залежності від зміни місцевих кутів атаки; - поворот перерізів крила відбувається в перпендикулярній площині навколо осі жорсткості OZ_j ; - вигин крила відбувається у вертикальній площині, перпендикулярній площині кручення, і проходить через вісь жорсткості OZ_j ; - крило розглядається як консольна балка з жорсткою закладенням по бортовий нервюрі; - при крученні і вигині хорда профілів крила не деформуються і їх АХ відповідають перетинам, паралельним вектору швидкості польоту V_∞ ; - розподілене навантаження в межах одного перерізу постійна по ширині перерізу.

Кінцевим результатом для нормальної аеродинамічного навантаження (аналогічно, для тангенціальною) є його розподіл у вигляді відносної циркуляції та центрів тиску вздовж розмах крила: $\bar{\Gamma}_e(z) = \frac{c_n(z)b(z)}{C_{n\text{кр}}B_{\text{ср}}}$, $\bar{x}_d(z) = -\frac{m_z(z)}{c_n(z)}$,

де: $c_n(z)$ - коефіцієнт підйомної сили в перетині крила, $b(z)$ - хорда перетину; $C_{n\text{кр}}$ - інтегральна величина коефіцієнта нормальної підйомної сили крила, $B_{\text{ср}}$ - середня хорда крила. $\bar{x}_d(z)$ - відносний центр тиску в потоковому перерізі.

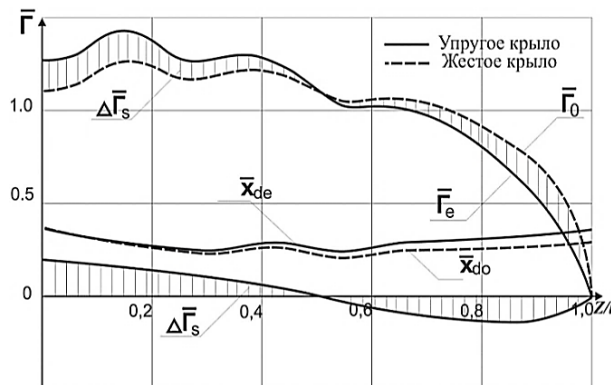


Рис. 2. Розподіл циркуляції по жорсткому і пружному крилу важкого транспортного літака, $\lambda=14.2$, $\chi=18,7^\circ$.

На рис.2 зображено розподіл відносних циркуляцій $\bar{\Gamma}_0$ і відносних центрів тиску \bar{x}_{d0} за розмахом жорсткого крила, прирощення $\Delta\bar{\Gamma}_s$, розподіл циркуляції $\bar{\Gamma}_e$, і відносних центрів тиску \bar{x}_{de} отриманих з урахуванням пружних деформацій

Вплив деформацій на зміни аеродинамічних характеристики враховуються за допомогою аеродинамічних похідних c_n^α і m_z^α . Основні зміни навантажень уздовж розмаху крила при згинно-крутильних деформаціях пов'язані з приростами місцевих кутів атаки і зміною поперечного кута V . Деформації кручення та згину крила визначають додатки місцевих кутів атаки перетинів крила розташованих по потоку, та визначається в загальному випадку як: $\Delta\alpha = \Delta\alpha_{кр} + \Delta\alpha = \varphi \cos\chi_{ож} - \frac{dy}{dz_{ож}} \sin\chi_{ож}$.

При позитивному перевантаженні, деформації вигину збільшують кут поперечного V , що веде в польоті до підвищеної поперечної стійкості в порівнянні з трубними випробуваннями: $\mu_{сеч} = \frac{dy}{dz_{ож}} \cos\chi_{ож}$. Деформації змінюють напрямок вектора нормальної аеродинамічної сили і відповідно з'являється складова аеродинамічного навантаження вздовж осі OZ пов'язаної системи координат. У випадках несиметричного навантаження і при ковзанні ці складові необхідно враховувати, особливо якщо на кінці крила встановлені кінцеві аеродинамічні поверхні.

Система сил і моментів, що діють на крило, моделлю якого є балка, приводиться до сил і моментів у системі осі жорсткості. Тоді значення пружних лінійних і кутових деформацій мають вигляд[3]:

$$\omega(z) = \int_0^l C^{y\mu}(z, \mu) Z(\mu) d\mu; \quad \varphi(z) = \int_0^l C^{\varphi\varphi}(z, \mu) t(\mu) d\mu, \text{ де}$$

$C^{y\mu}(z, \mu) = \int_0^z \frac{d\mu}{EI}$ - матриця коефіцієнтів впливу на вигин; $C^{\varphi\varphi}(z, \mu) = \int_0^z \frac{d\mu}{GJ}$ матриця коефіцієнтів впливу на кручення.

Порівнюючи результати розрахунків відносних згинального $\bar{M}_{xj} = \iint_1^z \bar{\Gamma}_z d\bar{z}$ та крутного $\bar{M}_{zj} = \int_1^z \bar{\Gamma}_z \bar{x}_d d\bar{z}$ моментів жорсткого та пружного крила, показано, що врахування ефектів статичної аеропружності веде до зменшення зовнішнього навантаження в деяких перетинах за розмахом крила до 14%(рис. 3).

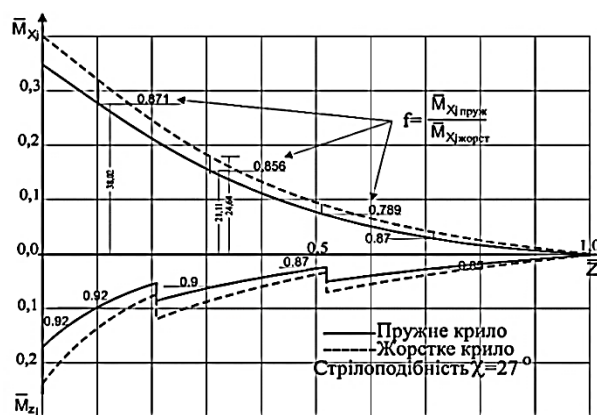


Рис. 3. Порівняння розподілу відносного згинального та крутного моментів за розмахом жорсткого та пружного крила

У даному випадку це призвело до зменшення зовнішнього навантаження в деяких перетинах за розмахом крила від 3% до 14%.

Висновки. Ефекти СА необхідно враховувати.

Література.

1. Lock, R.C., Firmin, M.C.P. *Survey of Techniques for Estimating Viscous Effects in External Aerodynamics. Proceedings of IMA Conference on Numerical Methods in Aeronautical Fluid Dynamics, 30 March - 1 April 1981, edited by P. Roe, Academic Press, 1983.*

2. Бондарь Ю.И. *Математическая модель крыла упругого самолета и влияние ее параметров на внешние нагрузки, полученные с учетом эффектов статической аэроупругости / Ю.И. Бондарь // Открытые информационные и компьютерные интегрированные технологии: сб. науч. тр. Нац. аэрокосм. ун-та им. Н.Е. Жуковского "ХАИ". - Вып. 53.-X., 2012. -С. 144-151.*

3. Бондарь Ю.И. *Метод приведения расчетных аэродинамических характеристик к результатам дренажных испытаний модели самолета транспортной категории // Вест. самарского гос. аэрокосмического ун-та им. акад. С.П.Королева. - Вып.1.-Самара, 2014. -С. 19-27.*

УДК 681.3

БОНДАРЕНКО О.М., БОГОСЛАВЕЦЬ Р.О.

ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ ВПЛИВУ ДИНАМІКИ ЗМІНИ ШВИДКОСТІ НА ЛІНЕАРИЗОВАНУ ТА НЕЛІАНЕРИЗОВАНУ МАТЕМАТИЧНУ МОДЕЛЬ РУХУ ТВЕРДОГО ТІЛА

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна.

Вступ. Математичне моделювання руху рухомих об'єктів (літак, автомобіль) є невідомою частиною їхньої розробки та вдосконалення. З кожним роком створюються все більш динамічні об'єкти. Саме тому, стає все більш актуальною проблема застосування лінеаризованих математичних моделей для дослідження параметрів руху даних об'єктів. Метод простору станів, який є кінцевою реалізацією методу лінеаризації диференціальних рівнянь руху твердого тіла побудований на двох постулатах: теорема про "замороження" твердого тіла та незбуреності руху [1]. Але навіть при малих кутах відхилення керуючих поверхонь (у межах допустимих значень, які приймаються у положенні про незбурений рух[1]) динаміка зміни швидкості має досить суттєвий вплив. Пропонується на основі моделювання у прикладних пакетах програм Matlab та Delphi 7 порівняти точність методів моделювання лінеаризованої та нелінеаризованої математичної моделі твердого тіла.

Постановка задачі. Для лінеаризації диференціальних рівнянь руху твердого тіла, застосовується розділення повздовжнього та бокового руху об'єкта. Розглянемо лише повздовжній рух. Основне рівняння повздовжнього руху представимо у вигляді (1)

$$\vartheta = \theta + \alpha, \Delta = \vartheta - \theta - \alpha \quad (1)$$

$\Delta = \vartheta - \theta - \alpha$ де ϑ – кут тангажу, θ - кут нахилу траєкторії, α - кут атаки [1].

Відхилення руля висоти задаємо у межах від 0 до 5 градусів. Відхилення руля тяги повинне забезпечити додатній приріст швидкості. Основним критерієм для аналізу буде рівність (1) та точність розрахунку методу моделювання. Математична модель ЛА як об'єкту керування у просторі станів описується рівнянням:

$$\dot{X} = A \cdot X + B \cdot u,$$

$$X = \begin{bmatrix} \Delta\theta \\ \Delta\alpha \\ \Delta\vartheta \\ \Delta\omega_z \\ \Delta H \end{bmatrix}; \quad A = \begin{bmatrix} Q_{\theta} & Q_{\alpha} & 0 & 0 & 0 \\ Q_{\dot{\theta}} & Q_{\dot{\alpha}} & 0 & Q_{\dot{\alpha}\alpha} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & Q_{\dot{\alpha}\alpha} & 0 \\ 0 & Q_{A\alpha} & 0 & Q_{A\alpha} & 0 \\ Q_{\dot{\theta}} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$\text{де}$$

$$B = \begin{bmatrix} Q_{\delta 1} \\ Q_{\dot{\delta} 1} \\ 0 \\ Q_{A\delta 1} \\ 0 \end{bmatrix}; \quad u = \Delta\delta$$

Для моделювання лінеаризовану систему, у якій не враховується динаміка зміни швидкості, представимо схемою рис.1.

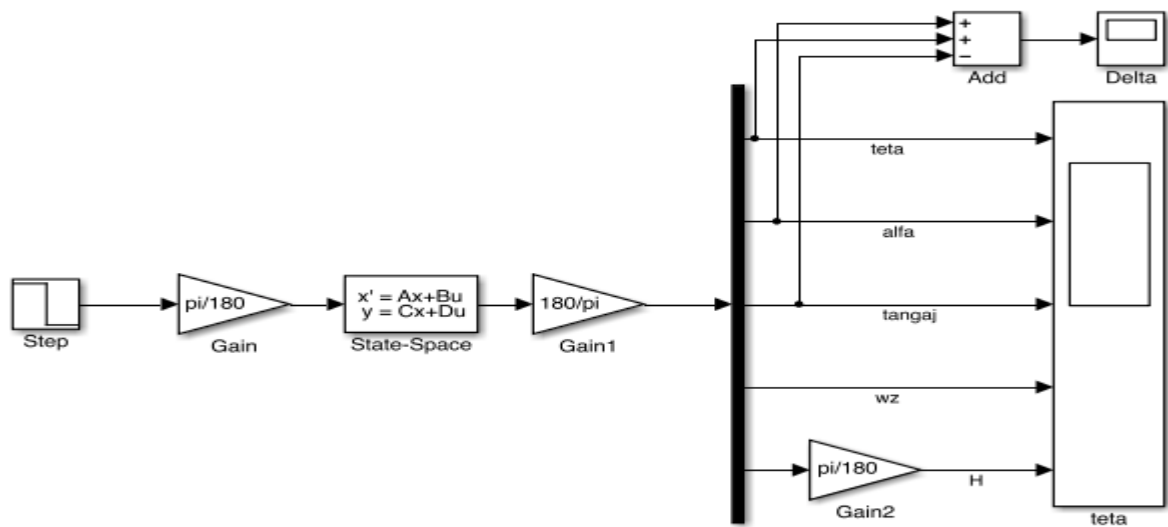


Рис.1. Лінеаризована система у просторі станів

Результати моделювання (рис.2а,б) показують розбіжність Δ між кутами тангажу та сумою кута атаки і нахилу траєкторії дорівнює $\Delta = \pm 7 \cdot 10^{15}$. Це досить точний результат, рівень якого відповідає встановленій похибці програмного розрахунку.

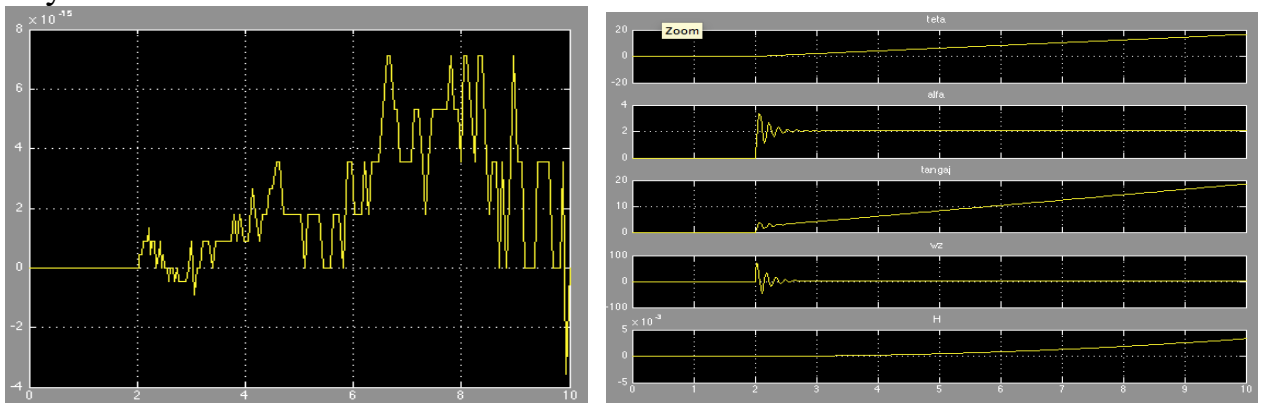


Рис.2. Результати моделювання лінеаризованої системи у просторі станів

З метою більш точного визначення похибки методу було проведено наступне моделювання.

Побудова моделі. Для перевірки впливу динаміки швидкості на похибку методу моделювання розглянемо математичну модель (рис.3) лінеаризованої системи у просторі станів.

Відхилення руля висоти при моделюванні представимо у вигляді джерела сигналу Step амплітудою -5 град.

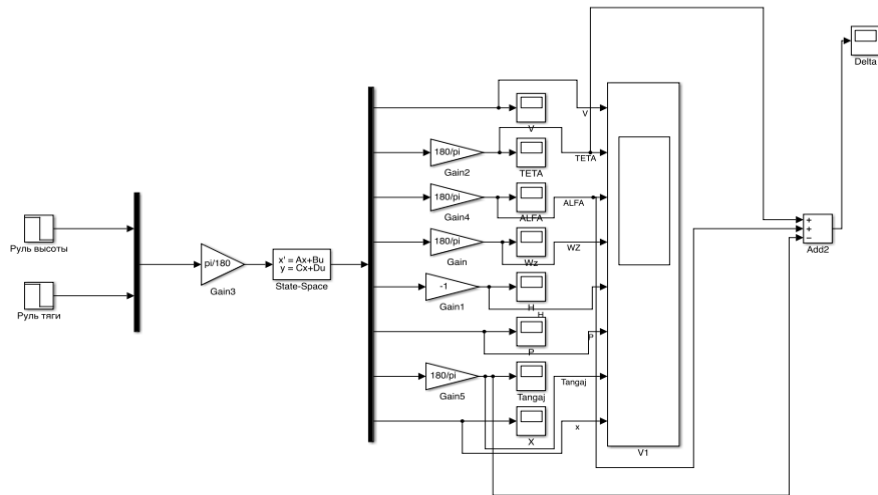


Рис. 3. Модель лінеаризованої системи з врахуванням впливу динаміки швидкості

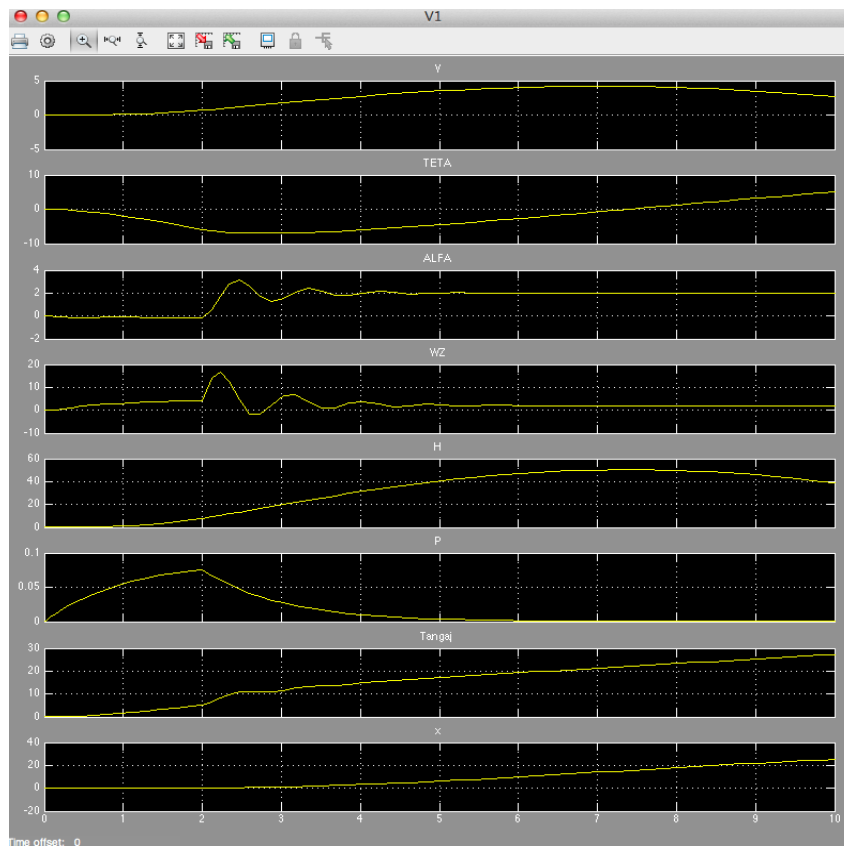


Рис. 4. Реакція лінеаризованої системи на відхилення руля висоти та руля тяги

Як бачимо з (рис.3), система стійка, кут атаки та кутова швидкість демонструють коливальний характер перехідних процесів об'єкта.

Моделювання показує, що при заданому відхиленні розбіжність $\Delta = -20^\circ$ (рис.4).

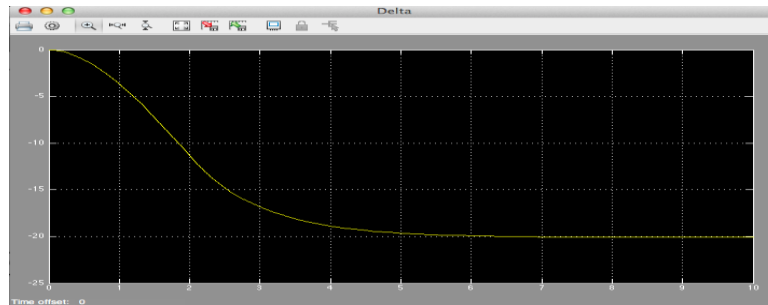


Рис.5. Розбіжність Δ між кутами тангажу та сумою кута атаки та нахилу траєкторії

Як бачимо, коректна, стійка модель лінеаризованої системи має досить велику методичну похибку. Для порівняння проведено моделювання руху твердого тіла по нелінеаризованим диференціальним рівнянням, та дослідимо вплив на нього динаміки швидкості.

Система диференціальних рівнянь має наступний вигляд:

$$\left\{ \begin{array}{l} V = \frac{P \cdot \cos \alpha - (c_{x0} + c_y^\alpha \cdot \alpha^2) \cdot \frac{\rho \cdot V^2}{2} \cdot S - m_* \cdot g \cdot \sin \theta}{m_*}; \\ \dot{\theta} = \frac{P \cdot \sin \alpha + (c_y^\alpha \cdot \alpha + c_y^\delta \cdot \delta_1) \cdot \frac{\rho \cdot V^2}{2} \cdot S - m_* \cdot g \cdot \cos \theta}{m_* \cdot V}; \\ \dot{\alpha} = \omega_z - \frac{P \cdot \sin \alpha + (c_y^\alpha \cdot \alpha + c_y^\delta \cdot \delta_1) \cdot \frac{\rho \cdot V^2}{2} \cdot S - m_* \cdot g \cdot \cos \theta}{m_* \cdot V}; \\ \dot{\omega}_z = \frac{\left(m_z^\alpha \cdot \alpha + m_z^\delta \cdot \delta_1 + m_z^{\omega_z} \cdot \frac{L}{V} \cdot \omega_z \right) \cdot \frac{\rho \cdot V^2}{2} \cdot S \cdot L}{I_{z^*}}; \\ H = V \sin \theta, \\ P = \frac{K_0}{T_0} \cdot \delta_{c2} - \frac{1}{T_0} \cdot P, \end{array} \right. \quad (2)$$

Моделювання показує (рис.5), що вплив швидкісної складової суттєвий. Це наглядно демонструє методичну похибку методу лінеаризації. Оцінити вплив швидкості при лінеаризації можливо лише співставивши дві моделі. При моделюванні нелінеаризованих рівнянь, така похибка відсутня. З рис.5 можна побачити вплив швидкості, кутів тангажу, нахилу траєкторії та атаки. Але розрахунок методу коректний, різниця моделювання з впливом динаміки швидкості та без складала $\Delta_1 = -22 \cdot 10^{16}$ градуса та $\Delta = \pm 7.49 \cdot 10^{16}$ відповідно.

Вплив швидкості обумовлює зміну кута нахилу траєкторії на $+20$ градусів, і як наслідок, аналогічну зміну кута тангажу.

Висновки. Проведене моделювання демонструє, що при застосуванні методу лінеаризації рівність (1) не стає тотожною, та розбіжність між кутом тангажу змодельованим та розрахованим за формулою (1) кутом тангажу складає -20 градусів.

У свою чергу, метод дослідження руху по нелінеаризованим диференціальним рівнянням (2) демонструє відсутність даних методичних похибок, однак є більш складним при збільшенні кількості рівнянь. Також, слід зазначити, що метод лінеаризації є наближеним та попереднім методом розрахунку математичних моделей руху твердого тіла [1]. Було продемонстровано, що метод лінеаризації ефективно працює лише при дуже малих збуреннях, тоді як при більшій динаміці системи, виникає методична похибка, якої, втім, не дає нелінеаризована модель. Для великих відхилень необхідно підібрати оптимальні методи роботи бортового обчислювача із нелінеаризованими моделями руху твердого тіла.

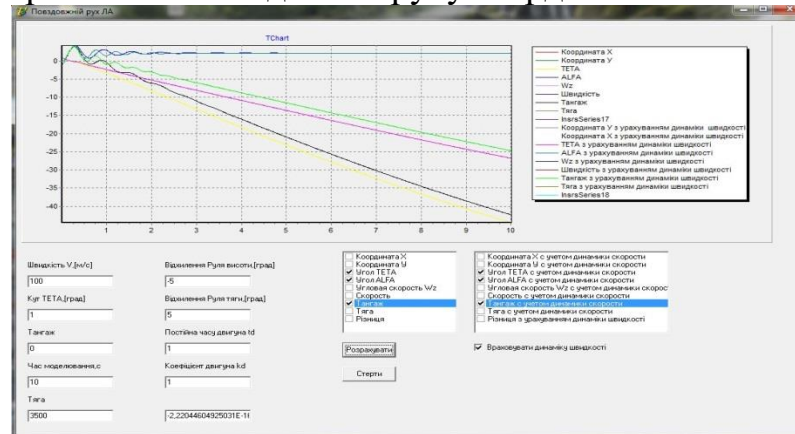


Рис.6. Модель нелінеаризованої системи

Література.

Лебедев А. А., Чернобровкин Л. С. Динамика полета беспилотных летательных аппаратов. – М.: Машиностроение, 1973, 548 с.

УДК 681.3

БОНДАРЕНКО О.М., ОНИЩЕНКО В.В.

ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ ДОСЛІДЖЕННЯ СМУГИ ПРОПУСКАННЯ КОРІОЛІСОВОГО ВІБРАЦІЙНОГО ГІРОСКОПУ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна

Вступ. Коріолісові вібраційні гіроскопи (КВГ) є новими типами приладів, які на думку їх розробників [1, 2] претендують по точності на клас тактичних приладів із рівнем похибки 1 град/годину. На сьогодні виготовлено декілька тисяч приладів, відпрацьовано технології, розроблено методики настроювання параметрів та перевірки характеристик. Однак в науково-технічній літературі міститься мало інформації про принципи та методи побудови коріолісових вібраційних гіроскопів, які б реалізовували зазначені вище методики. Одним із таких поки що неописаних методів є забезпечення необхідної полоси пропускання вібраційного приладу із високочастотним резонатором. Пропонується на основі експериментальних даних побудувати емпіричну математичну модель контуру управління коріолісового вібраційного гіроскопу, яка дозволить визначити його реальну величину смуги пропускання при встановлених експериментально коефіцієнтах регулятора.

Постановка задачі. Експериментально встановлено, що резонатор коріолісового вібраційного гіроскопу із матеріалу 21НК на повітрі має рівень падіння 0,7 від максимальної амплітуди коливань навколо частоти резонансу в межах 0,75 Гц. Якщо власна частота коливань резонатора діаметром 25 мм складає 5500 Гц, то його добротність досягатиме 14000 одиниць. В вакуумі зазвичай ця величина збільшується вдвічі.

Нехай в стартових настройках інтегральної складової коріолісового контуру КВГ встановлено коефіцієнт $I=10000$ од., пропорційного - $P=11$ од. Для моделювання обираємо ідеалізований контур управління, в якому синфазна складова мало впливає на полосу пропускання, оскільки величина цієї складової мало змінюється зі зміною вимірюваної кутової швидкості. Розглянемо можливості розширення смуги пропускання лише збільшенням пропорційної складової ПІ-регулятора коріолісового контуру [3].

Результати перевірки смуги пропускання із вказаними вище параметрами P та I показують падіння рівня на 0,7 від максимального при імітації зовнішнього збурення частотою 3...7 Гц. При збільшенні пропорційної складової до $P=120$ од. вже забезпечується падіння амплітуди коливань до рівня 0,7 від максимальної при частоті 15 Гц. При $P=240$ од. падіння до 0,7 настає вже при 30 Гц. Подальше збільшення пропорційної складової призводить до викривлення імітаційного сигналу (частота цифрового виходу гіроскопу під час експерименту складала лише 50 Гц) та суттєвих стрибків в реакції на одиничне ступінчасте збурення. Точніше визначити одержану смугу пропускання при таких настройках може дозволити подальше моделювання.

Аналіз моделі контуру управління. У вібраційному гіроскопі відносний рух інерційних розподілених мас утворюється [4] первинними резонансними механічними коливаннями. Під дією вимірюваної переносної кутової швидкості виникають вторинні коливання, амплітуда яких пропорційна величині кутової швидкості. Якщо вважати, що вторинні коливання не впливають на первинні коливання завдяки особливостям конструкції, то змінні коливання під дією коріолісової сили є зовнішнім збуренням для коріолісового контуру управління гіроскопу. Такою особливістю конструкції, зокрема, для коріолісового вібраційного гіроскопу є поворот на 45 град. форми вторинних коливань по відношенню до форми первинних коливань, тобто в вузлові точки первинних коливань (рис.1).

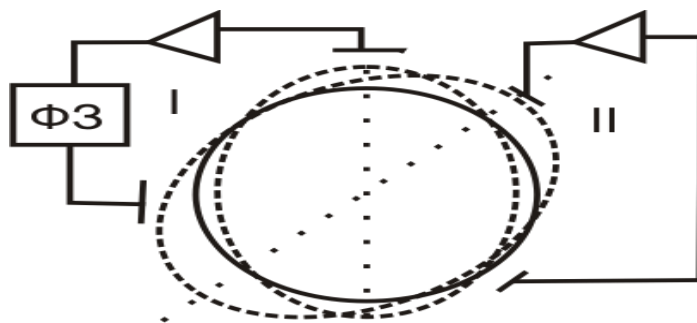


Рис.1. Форми коливань КВГ I – первинні коливання, II – вторинні коливання, ФЗ – фазовий зсув (90 град.)

Завдяки зазначеному припущенню, для розгляду смуги пропускання гіроскопу адекватною моделлю буде модель коливальної ланки, яка збудується на власній (резонансній) частоті зовнішнім осцилятором. Вторинні коливання також відбуваються на резонансній частоті завдяки механічному балансуванню резонатора. Вторинні коливання мають повністю компенсуватись від'ємним зворотним зв'язком коріолісового контуру управління. Саме в цьому зворотному зв'язку розташовується необхідний для забезпечення смуги пропускання ПІ-регулятор.

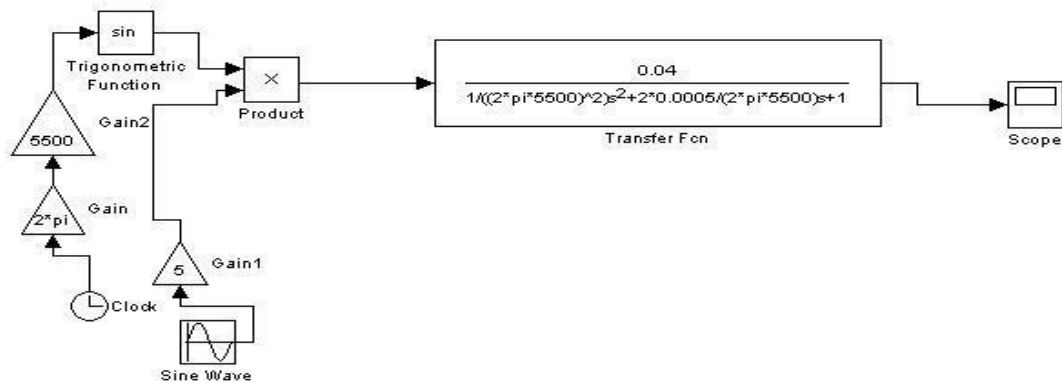


Рис. 2. Модель вібраційного приладу прямого вимірювання для моделювання смуги пропускання

Побудова моделі. Для перевірки впливу зміни частоти зовнішнього збурення на динамічну похибку вібраційного приладу розглянемо модель (рис.2) приладу прямого вимірювання.

Зовнішній вплив при моделюванні представимо у вигляді джерела гармонійного сигналу Sine Wave амплітудою 5 град/сек. (Gain1), який накладається на осцилятор з власною частотою (Gain2).

Моделювання показує, що вже при частоті зовнішнього збурення 4 Гц (рис.3) амплітуда коливань зменшується на 0,7 від амплітуди при зовнішньому збуренню 1 Гц.

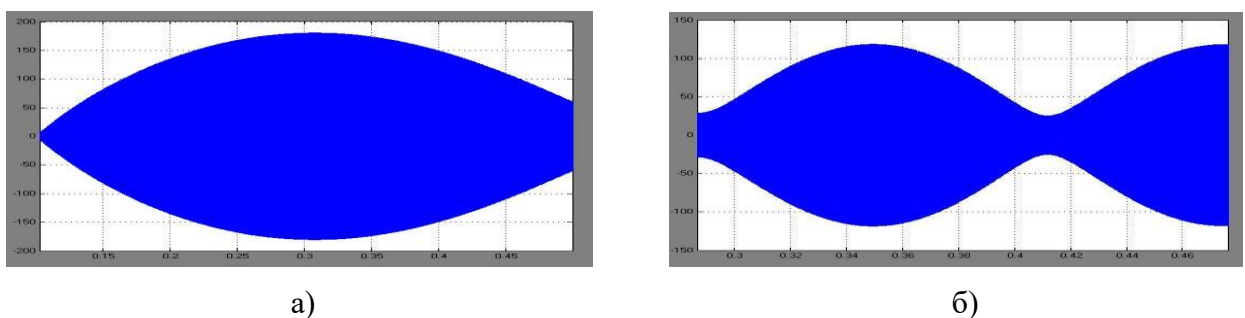


Рис 3. Амплітуди коливань вібраційного гіроскопу прямого вимірювання при зовнішньому збуренні в 1 Гц (а) і 4 Гц (б)

Частота в 4 Гц попадає у встановлений при постановці задачі діапазон. Для моделі приладу компенсаційного типу (рис.4) зовнішнє збурення має повністю компенсуватись зворотнім зв'язком на відповідному суматорі (+-).

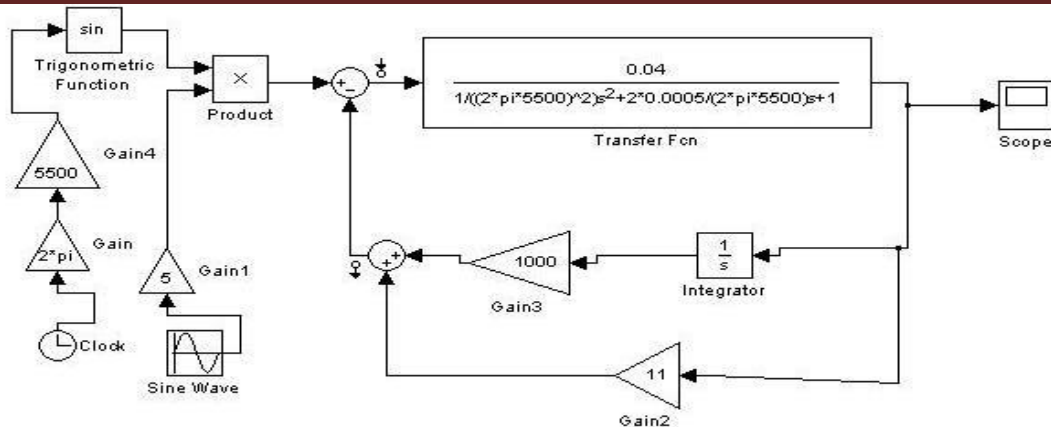


Рис.4 Модель вібраційного приладу компенсаційного типу для моделювання смуги пропускання

Якщо зворотній зв'язок представити у вигляді ПІ-регулятора з параметрами Р (Gain2) та І (Gain3), запропонованими при постановці задачі, то падіння рівня ЛАЧХ розімкненої системи відбувається знову при частоті 4...5 Гц. При збільшенні пропорційної складової регулятора до Р=140 на ЛАЧХ розімкненої системи взагалі не спостерігається падіння рівня сигналу більш, ніж на 2 дБ.

Висновки. Проведене моделювання підтверджує експериментальні дані, одержані в результаті попередніх досліджень. Моделювання розкриває методику настроювання смуги пропускання: по-перше, необхідно відразу встановити параметри регулятора такими, щоб система залишалась стійкою; по-друге, в залежності від конкретних параметрів резонатора та контурів управління, поступово збільшувати пропорційну складову регулятора до рівня, який забезпечує падіння амплітуди сигналу в коріолісовому контурі не більше за 0,7 від значення при 1 Гц.

Література.

1. Чиковани В.В. Увеличение точности КВГ с металлическим резонатором / В.В. Чиковани, Ю.А. Яценко, А.С. Барабашов, П.И. Марусик // XV Санкт-Петербургская междунар. конф. по интегрированным навигационным системам. – Сб. докл. - С.-П.: ЦНИИ «Электронприбор». – 2008г. – С.128-133.
2. Жанруа А. Твердотельный волновой гироскоп и его применения в морском приборостроении / А. Жанруа, А. Буве, Ж. Ремиллье // XX Санкт-Петербургская междунар. конф. по интегрированным навигационным системам – Сб. докл. - С.-П.: ЦНИИ «Электронприбор». – 2008г. – С.313-317.
3. Красовский Н. Н. Теория управления движением. Линейные системы / Н.Н. Красовский - М. : Наука, 1968 . – 475 с.
4. Lawrence A. Modern Inertial Technology: Navigation, Guidance, and Control. 2nd Edition / Anthony Lawrence // New York: Springer.- 1998 - 278 p.

УДК 629.7.05

ВІДЯКІНА К.Р., ЧЕРНЯК М.Г.

ТЕМПЕРАТУРНЕ КАЛІБРУВАННЯ ТРИВІСНОГО БЛОКУ НАВІГАЦІЙНИХ АКСЕЛЕРОМЕТРІВ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна, k.r.vidiakina@gmail.com

Блок навігаційних акселерометрів (БА) складається з трьох навігаційних лінійних акселерометрів (НЛА), вимірювальні вісі (ВВ) яких ортогонально орієнтовані. БА сприймає проекцію уявного прискорення основи на свою ВВ та перетворює з заданою точністю цю проекцію у вихідний нормований електричний сигнал. Метрологічна модель (ММ) [1], яка використовується для розрахунку проекцій уявного прискорення на вимірювальні вісі БА представляє собою математичну формулу, що описує залежність цих проекцій від вихідного електричного сигналу кожного АК БА. Ідентифікація коефіцієнтів ММ відбувається шляхом калібрування БА.

Температурне калібрування блоку акселерометрів (БА) - це процес ідентифікації та паспортизації числових значень коефіцієнтів метрологічної моделі БА [1] таких як: зміщення нуля (ЗН), коефіцієнта перетворення (КП), коефіцієнта перехресної чутливості (КПЧ), та визначення температурних залежностей цих коефіцієнтів для подальшого виконання алгоритмічної компенсації температурних похибок. Для визначення усіх коефіцієнтів моделі температурних похибок АК БА використовують математичні формули, що описують залежності коефіцієнтів ММ від зміни температури та залежність абсолютної температурної похибки від зміни коефіцієнтів ММ. Усі вищевказані коефіцієнти ідентифікуються та паспортизуються шляхом температурного калібрування БА.

У літературі були вивчені питання побудови метрологічної моделі та калібрування НЛА та БА [1,6], питання зниження температурних похибок. Одним з основних способів калібрування БА інерційних навігаційних систем є спосіб, в якому для визначення каліброваних параметрів БА використовуються результати вимірювання з акселерометрів в деяких фіксованих вимірювальних положеннях щодо вектора прискорення сили тяжіння. Дослідженнями багатьох авторів було встановлено, що точність калібрування блока акселерометрів буде в основному залежати від алгоритмів калібрування, умов проведення випробувань [3], точності установки блоку акселерометрів на випробувальному стенді, точності виставки випробувального стенду [4], інструментальних похибок випробувального стенду.

Завданням цієї роботи є розробка способу температурного калібрування БА за допомогою кантувача, експериментальна перевірка якості калібрування та порівняння двох способів алгоритмічної компенсації температурних похибок БА за результатами цього температурного калібрування.

Метрологічна модель БА. Лінійна метрологічна модель вихідних сигналів БА має вигляд [1]:

$$\begin{bmatrix} U_x \\ U_y \\ U_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_{xx} & K_{xy} & K_{xz} \\ K_{yx} & K_{yy} & K_{yz} \\ K_{zx} & K_{zy} & K_{zz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_x \\ a_y \\ a_z \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} U_{0x} \\ U_{0y} \\ U_{0z} \end{bmatrix} \quad (1)$$

де U_x, U_y, U_z , [В] – вихідні сигнали акселерометрів; a_x, a_y, a_z , [g] – вимірювані проекції уявного прискорення на ВО БА; $K_{ij}(i=x, y, z)$, [В/g] – коефіцієнт перет-

ворення (КП) БА; $K_{ij}(i, j=x, y, z; i \neq j)$, [В/г] – коефіцієнт перехресної чутливості (КПЧ) БА; $U_{0i}(i=x, y, z)$, [В] – зміщення нуля (ЗН).

Проекції уявного прискорення на ВВ БА розраховуються за формулою:

$$\begin{bmatrix} \hat{a}_x \\ \hat{a}_y \\ \hat{a}_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_{xx} & K_{xy} & K_{xz} \\ K_{yx} & K_{yy} & K_{yz} \\ K_{zx} & K_{zy} & K_{zz} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \hat{U}_x - U_{0x} \\ \hat{U}_y - U_{0y} \\ \hat{U}_z - U_{0z} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} N_{xx} & N_{xy} & N_{xz} \\ N_{yx} & N_{yy} & N_{yz} \\ N_{zx} & N_{zy} & N_{zz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{U}_x - U_{0x} \\ \hat{U}_y - U_{0y} \\ \hat{U}_z - U_{0z} \end{bmatrix} \quad (2)$$

де $N=K^{-1} = \begin{bmatrix} N_{xx} & N_{xy} & N_{xz} \\ N_{yx} & N_{yy} & N_{yz} \\ N_{zx} & N_{zy} & N_{zz} \end{bmatrix}$ - обернена матриця К. $N_{ii}(i=x, y, z)$, [г/В] - кое-

фіцієнт оберненого перетворення. $N_{ij}(i, j=x, y, z; i \neq j)$, [г/В] - обернений коефіцієнт перехресної чутливості.

Дванадцять коефіцієнтів K_{ii} , K_{ij} , U_{0i} моделей являються індивідуальними метрологічними коефіцієнтами БА, числові значення яких невідомі і підлягають визначенню шляхом калібрування БА.

Спосіб калібрування. Для калібрування БА використовується спосіб тестових та послідовних поворотів, при якому в якості еталону приймають вектор прискорення сили тяжіння. Такий спосіб ще називають векторним [3]. Основний недолік - пред'явлення жорстких вимог до виставки випробувального обладнання [4].

Стендове обладнання, що використовується для виконання експериментальних досліджень, складається з двовісної горизонтальної основи, кантувача, бульбашкового рівня, термокамери ТВТ-2, персонального комп'ютера, сервісної електроніки, прецизійного вольтметра Agilent 34970A. Кантувач представляє собою металевий куб в якому сформовано сім базових установочних поверхонь. Двовісна основа і кантувач є задатчиками тестової орієнтації БА.

Тобто вимірюються в заданому діапазоні робочих температур (-40°C...+70°C) акселерометрами БА проекції вектора прискорення сили тяжіння на ВВ БА, як еталони, що задаються, при тестовій орієнтації (ТО) БА відносно площини горизонту, та розраховуються за результатами вимірювань шукані параметри ММ БА по попередньо розробленій математичній моделі ідентифікації (ММІ). Тестова орієнтація визначається не менш ніж 6 тестовими положеннями (ТП), у яких вимірюються вихідні сигнали БА з високою точністю (рис.1.).

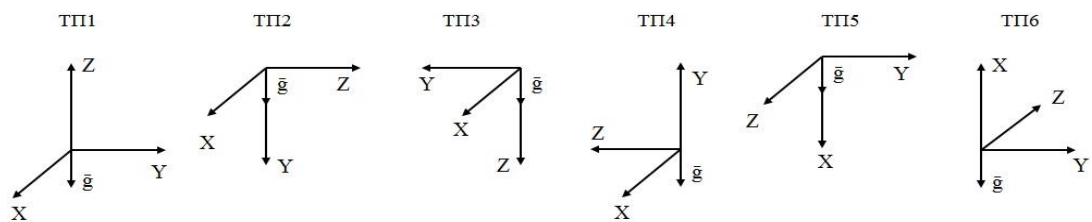


Рис.1. Схема ТП БА встановленого в кантувач, що задаються при його калібруванні за допомогою кантувача

ММІ відповідних паспортних коефіцієнтів складається з двох частин: перша частина - визначення та паспортизація коефіцієнтів для АК_x, АК_y, АК_z, тобто усіх 12 коефіцієнтів ММ БА:

$$\hat{K}_{xx} = \frac{U_{x6} - U_{x5}}{2g}; \hat{K}_{xy} = \frac{U_{x4} - U_{x2}}{2g}; \hat{K}_{xz} = \frac{U_{x1} - U_{x3}}{2g}; \hat{K}_{yx} = \frac{U_{y6} - U_{y5}}{2g}, [B/g]$$

$$\hat{K}_{yy} = \frac{U_{y4} - U_{y2}}{2g}; \hat{K}_{yz} = \frac{U_{y1} - U_{y3}}{2g}; \hat{K}_{zx} = \frac{U_{z6} - U_{z5}}{2g}; \hat{K}_{zy} = \frac{U_{z4} - U_{z2}}{2g}, [B/g]$$

$$\hat{K}_{zz} = \frac{U_{z1} - U_{z3}}{2g}, [B/g]; \hat{U}_{0x} = \frac{1}{4}(U_{x1} + U_{x2} + U_{x3} + U_{x4}), [B] \quad (3)$$

$$\hat{U}_{0y} = \frac{1}{4}(U_{y1} + U_{y3} + U_{y5} + U_{y6}), \hat{U}_{0z} = \frac{1}{4}(U_{z2} + U_{z4} + U_{z5} + U_{z6}), [B]$$

$U_{xi}(i=1..6)$, $U_{yi}(i=1..6)$, $U_{zi}(i=1..6)$ - вихідні сигнали акселерометрів БА у 6 тестових положеннях (ТП1...ТП6). Адекватність визначення цих чисел перевіряється встановленням БА у перевірочні положення (ПП1...ПП6). ПП це положення, що не співпадають з ТП та за яких абсолютна похибка вимірювання прискорення сили тяжіння максимальна.

Перевірка якості калібрування проводиться наступним чином: БА встановлюються у ПП, записуються вихідні значення акселерометрів БА, за формулою (2) визначаються проекції та (4) модуль вектора прискорення сили тяжіння, перевіряють якість калібрування за комплексним критерієм (5):

$$g_{pi} = \sqrt{g_x^2 + g_y^2 + g_z^2} \quad (4) \quad \Delta g_i = g_{pi} - g_{И} \leq \Delta g_D \quad (5)$$

де g_{pi} - розрахункове значення модуля вектора \vec{g} , $g_{И}$ - істинне значення модуля вектора \vec{g} , Δg_D - допустима з умови забезпечення заданої точності БА похибка вимірювання модуля вектора \vec{g} при нормальній температурі.

Зміна ЗН, КП, КПЧ від зміни температури описується функціональними залежностями:

$$U_{0i}(\Delta T) = U_{0i} + \alpha_{1i}\Delta T + \alpha_{2i}\Delta T^2 + \alpha_{3i}\Delta T^3 + \dots, [B]$$

$$K_{ii}(\Delta T) = K_{ii}(1 + \beta_{1ii}\Delta T + \beta_{2ii}\Delta T^2 + \beta_{3ii}\Delta T^3 + \dots), [B/g] \quad (6)$$

$$K_{ij}(\Delta T) = K_{ij}(1 + \gamma_{1ij}\Delta T + \gamma_{2ij}\Delta T^2 + \gamma_{3ij}\Delta T^3 + \dots), [B/g]$$

де $k=1..K$ - порядок поліному; $\Delta T = T_{nom} - T_0$ - зміна температури, T_{nom} , °C - поточна температура зовнішнього середовища, при якій здійснюється вимірювання за допомогою БА; T_0 , °C - температура зовнішнього середовища (температура нормальних умов), при якій було виконано калібрування БА;

$\alpha_{1i}, \alpha_{2i}, \alpha_{3i} \left[\frac{B}{\Delta T^k} \right], \beta_{1ii}, \beta_{2ii}, \beta_{3ii} \left[\frac{B}{(g \cdot \Delta T^k)} \right], \gamma_{1ij}, \gamma_{2ij}, \gamma_{3ij} \left[\frac{B}{(g \cdot \Delta T^k)} \right]$ - відповідні лінійні, квадратичні, кубічні температурні коефіцієнти ЗН, КП, КПЧ.

За кусочно-лінійною моделлю з двома ділянками температурні коефіцієнти ЗН, КП, КПЧ визначаються за формулами: $\alpha_{iH} = \frac{U_{0iH} - U_{0i}}{T_H - T_0}$ при $\Delta T \leq 0$,

$\alpha_{iE} = \frac{U_{0iE} - U_{0i}}{T_E - T_0}$ при $\Delta T \geq 0$. температурний коефіцієнт ЗН.

$\beta_{iH} = \frac{K_{iH} - K_{ii}}{K_{ii}(T_H - T_0)}$ при $\Delta T \leq 0$, $\beta_{iE} = \frac{K_{iE} - K_{ii}}{K_{ii}(T_E - T_0)}$ при $\Delta T \geq 0$. температурний коефіцієнт КП.

$\gamma_{iH} = \frac{K_{iH} - K_{ij}}{K_{ij}(T_H - T_0)}$ при $\Delta T \leq 0$, $\gamma_{iE} = \frac{K_{iE} - K_{ij}}{K_{ij}(T_E - T_0)}$ при $\Delta T \geq 0$. температурний коефіцієнт КПЧ.

Температурне калібрування виконується для подальшого виконання алгоритмічної компенсації температурних похибок БА. Як і для будь-якого вимірювального перетворювача механічних величин, може бути здійснена за такими методами [5]: метод 1 - метод математичної корекції поточних значень паспортних коефіцієнтів ММ БА в залежності від поточної температури , при якій здійснюється вимірювання БА; метод 2 - метод розрахунку для поточної температури , значень його систематичних абсолютних температурних похибок та корекція вимірюваних значень БА шляхом введення поправки. Поправкою є розраховане значення температурної похибки кожного БА (7). Модель температурних похибок, що була розроблена має вигляд:

$$\begin{pmatrix} \Delta a_{xT} \\ \Delta a_{yT} \\ \Delta a_{zT} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{\Delta K_{xxT}}{K_{xx}^2} & -\frac{\Delta K_{xyT}}{K_{xx}K_{yy}} & -\frac{\Delta K_{xzT}}{K_{xx}K_{zz}} \\ -\frac{\Delta K_{yxT}}{K_{xx}K_{yy}} & -\frac{\Delta K_{yyT}}{K_{yy}^2} & -\frac{\Delta K_{yzT}}{K_{yy}K_{zz}} \\ -\frac{\Delta K_{zxT}}{K_{xx}K_{zz}} & -\frac{\Delta K_{zyT}}{K_{yy}K_{zz}} & -\frac{\Delta K_{zzT}}{K_{zz}^2} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \hat{U}_x - U_{0x} \\ \hat{U}_y - U_{0y} \\ \hat{U}_z - U_{0z} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} 1 & -\frac{K_{xy}}{K_{xx}K_{yy}} & -\frac{K_{xz}}{K_{xx}K_{zz}} \\ \frac{K_{yx}}{K_{xx}K_{yy}} & 1 & -\frac{K_{yz}}{K_{yy}K_{zz}} \\ -\frac{K_{zx}}{K_{xx}K_{zz}} & -\frac{K_{zy}}{K_{yy}K_{zz}} & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \Delta U_{0xT} \\ \Delta U_{0yT} \\ \Delta U_{0zT} \end{pmatrix} \quad (7)$$

де $\Delta U_{0iT} = U_{0i}(\Delta T) - U_{0i}$, $\Delta K_{iiT} = K_{ii}(\Delta T) - K_{ii}$, $\Delta K_{ijT} = K_{ij}(\Delta T) - K_{ij}$ - відповідно величина, на яку змінюється ЗН, КП, КПЧ в залежності від зміни температури.

За результатами виконаних експериментів було виконано температурне калібрування БА в діапазоні температур від $T_H = -40^\circ\text{C}$ до $T_E = +70^\circ\text{C}$, були визначені температурні коефіцієнти відповідних коефіцієнтів ММ за кусочно-лінійною апроксимацією з двома діапазонами по крайніх точках калібрування ($T_{H,E} = +20^\circ\text{C}$). Та-

кож була проведена перевірка якості калібрування при $T=-10^{\circ}\text{C}$ та при $T=+45^{\circ}\text{C}$, були розраховані значення коефіцієнтів ММ БА для цієї температури, знайдена похибка ідентифікації модуля вектора сили тяжіння у перевірочних положеннях.

На рис.2 представлені значення похибок вимірювання прискорення сили тяжіння у перевірочних положеннях (ПП1...ПП6): лінія а - при $T=T_{н.у.}=+20^{\circ}\text{C}$ з калібровочними коефіцієнтами ММ при $T=T_{н.у.}=+20^{\circ}\text{C}$, лінія б - при $T=+45^{\circ}\text{C}$ відповідно з калібровочними коефіцієнтами ММ $T=T_{н.у.}=+20^{\circ}\text{C}$, лінія в - визначені за методом 1, лінія г - визначені за методом 2. Аналіз представлених результатів показав, що використання методу 1 та 2 забезпечують приблизно однаковий результат: складові температурної похибки ще істотні. Якщо порівняти лінію а та лінію в, то видно, що залишкові температурні похибки порівняно великі (в 3.5 разів перевищують калібровочні похибки). У широкому діапазоні температур (від $T_{н.у.}=-40^{\circ}\text{C}$ до $T_{н.у.}=+20^{\circ}\text{C}$, від $T_{н.у.}=+20^{\circ}\text{C}$ до $T_{в.у.}=+70^{\circ}\text{C}$) приблизити додаткову температурну похибку до рівня основної похибки майже неможливо.

За отриманими даними, зроблено висновок, що зміна коефіцієнтів ЗН та КП мають більший вплив на зміни вихідного сигналу БА, ніж зміна КПЧ. Якщо ускладнити модель температурних похибок, тобто використовувати більше діапазонів кусочно-лінійної моделі або використовувати більший порядок поліноміальної моделі для розрахунку поточних температурних коефіцієнтів, то можна зменшити температурну похибку ще у декілька разів.

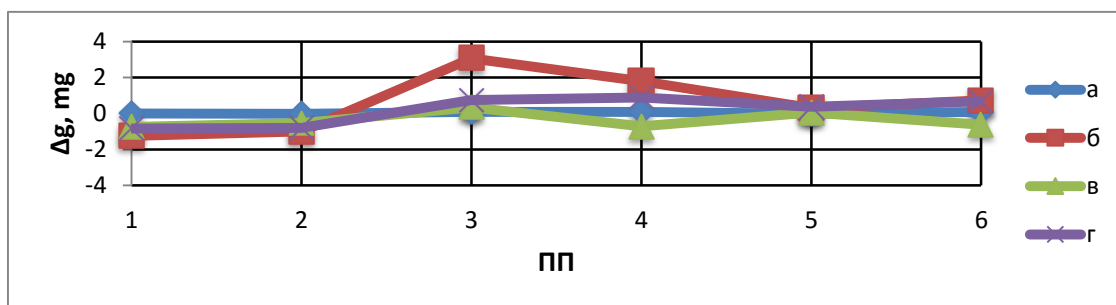


Рис.2. Значення похибок вимірювання прискорення сили тяжіння у перевірочних положеннях (П1...П6)

Література.

1. Черняк М.Г., Палюшок В.А. Спосіб калібрування тривісного блока навігаційних акселерометрів на одновісному поворотному стенді// МГС. – 2013. –Вып. 26. –С. 5. – 15.
2. Куликова О.Н. Инерциальный измерительный модуль разработки ОАО «Концерн «ЦНИИ «Электроприбор». Методика калибровки и результаты испытаний// О.Н. Куликова, Р.Г. Люкшионов, Р.С. Ефремов // ОАО «Концерн «ЦНИИ «Электроприбор», Санкт-Петербург, 2011.
3. Аврутов В.В. О скалярной калибровке блока гироскопов и акселерометров. Вестник НТУУ «КПИ». Серия ПРИЛАДОБУДУВАННЯ. 2010. Вып. 40. С. 10 - 17.
4. Аврутов В.В., Мазепа Т.Ю. Влияние погрешности поворота стенда на точность калибровки блока гироскопов и акселерометров. Вестник НТУУ «КПИ». Серия ПРИЛАДОБУДУВАННЯ. 2012. Вып. 43. С. 5-9.
5. Земельман М.А. Автоматическая коррекция погрешностей измерительных устройств. - М.: Изд-во стандартов, 1972. -342с.

УДК 533.694.73

ВОЛИНЕЦЬ О.А., ЗІНЧЕНКО Д.М.

ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ СТІЙКОСТІ ТА КЕРОВАНОСТІ ЛІТАКА НА КРИТИЧНИХ КУТАХ АТАКИ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна, leha17@ukr.net

Постановка проблеми. Політ літака на критичних кутах атаки є небезпечним, оскільки за певних обставин (дія вертикальних поривів, помилка льотного екіпажу в керуванні тощо) може призвести до виникнення таких критичних режимів, як звалювання, авторотація, штопор, які характеризуються погіршенням стійкості та керованості літака [1-3].

Тому конструктивні рішення, які дозволяють збільшити критичний кут атаки, максимальний коефіцієнт підйимальної сили, покращити ефективність органів керування на великих кутах атаки завжди будуть актуальними.

Використовуючи багаторічний досвід, вчені, інженери винайшли багато конструктивних рішень, які дозволяють поліпшити стійкість та керованість літального апарату на великих кутах атаки. Це турбулізатори, напливи, генератори вихорів тощо [4-6].

Аналіз останніх досягнень та публікацій. В інформаційних джерелах [7-9] йде мова про конструктивні засоби керування примежовим шаром повітря у вигляді напливів на передню кромку крила літака, хвильове крило, які дозволяють збільшити несучі властивості літака на критичних кутах атаки.

Розглядається проблема поліпшення аеродинамічних характеристик малорозмірних літальних апаратів з точки зору фундаментальних явищ, описом яких, займається розділ механіки рідини, газу та плазми. Це проблема локального відриву примежового шару (відривні бульбашки) і зриву потоку з передньої кромки крила, при якому змінюється вся глобальна структура обтікання. Представлений огляд робіт, створюючих цей взаємозв'язок, і методів впливу, що усувають шкідливі наслідки відривів. Більш детально виділяється в огляді метод усунення відриву за допомогою хвилястої поверхні як найбільш перспективний. Застосування хвилястої поверхні або будь-якої інший спосіб впливу на примежовий шар, що зменшує негативний вплив відриву примежового шару, може поліпшити аеродинамічні характеристики літального апарату і сприяти більш ефективній його експлуатації.

Проте не досліджувалися комбінації генераторів вихорів з іншими пристроями (напливами, турбулізаторами).

Постановка завдання. Визначити аеродинамічні характеристики літака компоновки "крило+фюзеляж" з комбінаціями конструктивних засобів керування примежовим шаром (турбулізаторів з напливами, генераторів вихорів з напливами). Порівняти результати розрахунку та вибрати найкраще поєднання, і дати ме-

тодичні рекомендації щодо вибору геометричної форми, розмірів, місцезосташування для забезпечення кращих аеродинамічних параметрів.

Результати дослідження та їх аналіз. Розрахунок аеродинамічних характеристик літака був проведений в програмному комплексі PANSYM, який реалізовує панельно-вихровий метод симетричних особливостей аеродинамічного розрахунку.

Після проведення розрахунків, були побудовані залежності, які відображають аеродинамічні характеристики літака, проаналізувавши їх, ми встановили, що напливи та турбулізатори дозволили збільшити максимальний коефіцієнт підйімальної сили на 30%, критичний кут атаки на 3 градуси; напливи з генераторами вихорів, які є логічним продовженням профілю крила літака, збільшили максимальний коефіцієнт підйімальної сили на 50%, критичний кут атаки на 6 градусів, крім того значно збільшилися несучі властивості літака на закритичних кутах атаки.

Додаткові елементи конструкції літака збільшують лобовий опір. Так, загальний опір літака збільшився на 7%. Проте на допустимих кутах атаки опір зменшується за рахунок безвідривного обтікання.

Висновки. Дослідивши за допомогою програмного комплексу PANSYM процес обтікання компоновки літака "крило+фюзеляж" з напливами, турбулізаторами та генераторами вихорів, встановлено, що найбільш вдалим, з точки зору аеродинамічних характеристик, поєднанням конструктивних засобів забезпечення стійкості та керованості літака є комбінація напливів з генераторами вихорів. Вона дозволяє значно підвищити несучі властивості компоновки, критичний кут атаки, ефективність органів керування на великих кутах атаки.

Методичні рекомендації щодо вибору геометричних параметрів конструктивних засобів знаходяться в розробці, їх можна буде з однаковим успіхом застосовувати як для безпілотних авіаційних комплексів, так і для літаків будь-яких габаритів та будь-якого призначення.

Література

1. Чжен П. (1972) *Отрывные течения* – М.: Изд-во «Мир». Т.1: 299с., Т.2: 280с., Т.3: 333с.
2. Белоцерковский С.М. *Крыло в нестационарном потоке газа* - М.: Наука, 1971. – 767 с.
3. Ударцев Е.П., Переверзев А.М., Швец А.В. *Нестационарная аэродинамика несущих поверхностей //Аэродинамика: проблемы и перспективы. Сб. научн. тр.. Вып.2. – Харьков: ХАИ, 2006. с.194-211*
4. Швец А.В. *Влияние нестационарного обтекания на динамику полета самолета // Диссертация на соискание ученой степени к.т.н. - Киев, КИИГА, 2007.*
5. Некрасов А.Н. *Теория крыла в нестационарном потоке* – М.:изд-во АН СССР, 1947. - 258с.
6. Ударцев Е. *Крыло с генераторами вихрей на больших углах атаки // Аэрогидродинамика и аэроакустика: проблемы и перспективы. Сб. научн. тр. ХАИ - Харьков, ХАИ, 2009.*
7. Ударцев Е.П., Щербанос О.Г. *Експериментальне дослідження крила з генераторами вихорів // Вісник НАУ. 2009. №1.*
8. Щербанос О.Г. *Розподіл нестационарного тиску на крилі з генераторами вихрів // Авиационно-космическая техника и технология, 2012, №2 (89).*
9. Зверков И.Д., Крюков А.В., Грек Г.Р. *Перспективы исследований в области малоразмерных летательных аппаратов // ISSN 1818-7994. Вестник НГУ. Серия: Физика. 2014. Т. 9, вып. 2.*

ГОЇНЕЦЬ О.О., НЕЧИПОРЕНКО О.М.

КАНАЛ ВИМІРЮВАННЯ ТИСКУ ДЛЯ СИСТЕМ ПОВІТРЯНИХ СИГНАЛІВ ЛІТАКА

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна, sanja.goinets@gmail.com

Одними з найважливіших параметрів польоту літального апарату (ЛА) є його швидкість і висота. В основу принципу дії сучасних бортових засобів вимірювання параметрів руху літального апарату (ЛА) в повітряному середовищі покладено аерометричний метод.

Аерометричний метод визначення руху заснований на вимірах певних аерометричних величин, побудові рівнянь зв'язку визначених параметрів і вимірюваних величин і їх вирішенні. Відповідно до цього визначається і поняття навігаційно-пілотажних систем повітряних сигналів (СПС).

Сучасні системи повітряних сигналів (СПС) для вимірювання висотно-швидкісних параметрів літального апарату (ЛА) являють собою програмно-апаратну систему, призначену для вимірювання, обчислення і видачі на індикацію екіпажу ЛА основної пілотажної інформації. Актуальною проблемою сьогодення є підвищення точності і надійності каналу повітряного тиску для СПС.

Було досліджено точність і надійність сучасних перетворювачів повітряного тиску і розроблено канал вимірювання повітряного тиску для СПС з більш високою точністю і надійністю.

Датчики тиску СПС призначені для сприйняття повного і статичного тиску і перетворення їх в електричні сигнали, які поступають у зручній формі з метою обчислення параметрів руху літального апарата. Датчики тисків також визначають метрологічні та технологічні характеристики СПС, такі як точність, діапазони вимірювання, надійність, довговічність, габаритні розміри, якість вихідної інформації системи і зручність в експлуатації. В даній роботі розроблено струнний датчик абсолютного тиску, який раніше в СПС не використовувався. Проведено огляд аналогів і вибір прототипу системи повітряних сигналів і частотних датчиків тиску, та розрахунок основних функціональних блоків, з яких складається система.

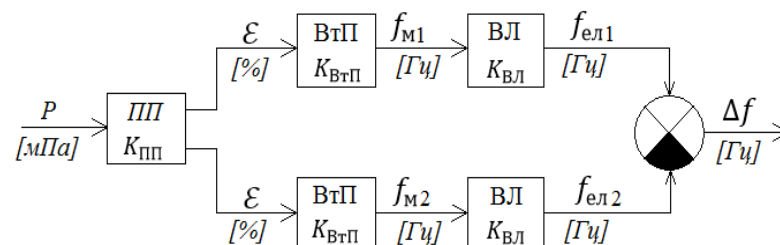


Рис. 1. Структурна схема струнного перетворювача тиску

Розглянуті основні конструктивні моменти, розрахована і підібрана мембрана, для струнного датчика абсолютного тиску, яка відповідає всім вимогам, також підібрана струна і її власна частота коливань.

Структурна схема датчика тиску. Розроблена структурна схема струнного вимірювального перетворювача тиску, яка представлена на рис. 1.

Первинним перетворювачем (ПП) є мембрана, яка сприймає тиск P і перетворює його в механічну величину ε (деформацію). $\varepsilon = P \cdot K_{ПП}$, [1, %, ppm] (1)

де P – вимірювальний тиск, Па; $K_{ПП}$ – коефіцієнт перетворення ПП, $\left[\frac{1}{Па} \right]$.

Вторинним перетворювачем являється струна, яка перетворює механічну величину в зміну частоти.

Функція перетворення вторинного перетворювача (ВтП): $\Delta f_M = \varepsilon \cdot K_{ВтП}$ (2)
де Δf_M – різниця поточної і початкової частоти, Гц; $K_{ВтП}$ – коефіцієнт перетворення ВтП.

Вимірювальний ланцюг перетворює механічний параметр Δf_M у вихідний електричний сигнал Δf_e потрібного вигляду.

Функція перетворення ВЛ: $\Delta f_e = \Delta f_M \cdot K_{ВЛ}$ (3)
де Δf_e – вихідний частотний електричний сигнал, Гц; $K_{ВЛ}$ – коефіцієнт перетворення ВЛ.

Сумарний коефіцієнт перетворення: $K_{\Sigma} = K_{ПП} \cdot K_{ВтП} \cdot K_{ВЛ}$, [Гц] (4)

Функція перетворення системи: $\Delta f = K_{\Sigma} \cdot P + f_{0\Sigma}$ (5)

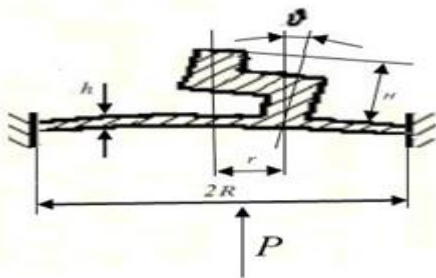


Рис.2. Первинний перетворювач

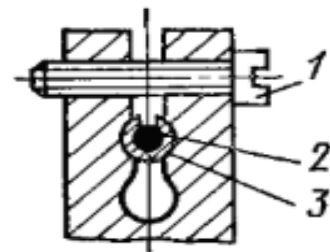


Рис.3. Щілинне кріплення струни
1 – гвинт, 2 – струна, 3 – втулка

Первинний перетворювач. На плоскій мембрані (рис.2), яка являється первинним перетворювачем (ПП), розташований стовпець вигнутої форми під кутом 90° , його місце кріплення знаходиться на відстані r від центру мембрани, оскільки в цьому місці її прогин буде максимальним.

При впливі величини P на мембрану стовпець буде повертатися на деякий кут φ , цей кут і буде причиною деформації струн. Кут φ можна розрахувати за формулою (6).

$$\varphi = \frac{P}{16D} (R^2 \cdot r - r^3) \quad (6)$$

де P – тиск який діє на мембрану, D – циліндрична жорсткість мембрани, R – радіус мембрани;

Щоб знайти циліндричну жорсткість пластини, використаємо формулу (7)

$$D = \frac{E \cdot h^3}{12(1-\mu^2)} \quad (7)$$

де E – модуль пружності першого роду [Па]; h – товщина мембрани; μ – коефіцієнт Пуассона.

Товщину мембрани розраховуємо за формулою:

$$h = \sqrt[3]{\frac{3P(R^2 \cdot r - r^3) \cdot (1-\mu^2) \cdot H E_{cm}}{16E_M \rho (2f_0 \cdot \Delta f_M + \Delta f_M^2)}} \quad (8)$$

де E_M - модуль пружності матеріалу мембрани, E_{cm} - модуль пружності струни, ρ - питома густина струни, f_0 - початкова частота струни, Δf_M - приріст частоти коливань, l_0 - довжина струни.

Коефіцієнт перетворення первинного перетворювача: $K_{ПП} = \frac{\varepsilon(p)}{P}, \left[\frac{1}{\Gamma a} \right] \quad (9)$

Залежність відносної деформації струни від тиску який діє на мембрану визначаємо за формулою:

$$\varepsilon(p) = \frac{H \cdot \sin \varphi(p)}{l} \quad (10)$$

Максимальне відносне видовження струни: $\varepsilon_{\max} = K_{ПП} \cdot P, [\text{мм}] \quad (11)$

Вторинний перетворювач. ВТП являє собою 2 струни, одна з яких буде працювати на розтяг, а друга – на стиск.

Початковий натяг струни (F_0) можна визначити з формули (12):

$$f_0 = \frac{1}{2l_n} \sqrt{\frac{F_0}{\rho \cdot S}}, \quad (12)$$

де l_n - довжина струни, S - площа поперечного перерізу струни.

Максимальний приріст натягу струни: $\Delta F = E \cdot S \cdot \varepsilon_{\max}, \quad (13)$

Максимальний приріст частоти струни: $\Delta f_{\max} = K_{ВМТ} \cdot \varepsilon_{\max} \quad (14)$

Особливу увагу було приділено вибору надійного кріплення струни. Оскільки наша струна має круглий поперечний переріз, ми обираємо щілинне защемлення струни (рис. 3).

З ціллю зниження навантажень було запропоноване кріплення струни гвинтом через допоміжну розрізну втулку. Поверхні губок в місці закріплення допрацюють під зовнішній діаметр втулок. Таке кріплення дозволило створити датчики з високими метрологічними характеристиками.

Розроблено функціональну схему і конструкцію датчика з широким діапазоном виміру тиску і малими похибками. Вибрана індуктивна автоколивальна система збудження і знімання коливань струни.

Розроблена математична модель похибок струнного датчика абсолютного тиску, в якій враховані як інструментальні так і методичні похибки. Проведені розрахунки, що підтверджують працездатність і точність струнного вимірювального пере-

творювача. Проведений аналіз надійності за методом комплексного аналізу безвідмовності системи показав, що головним елементом, який забезпечує надійність є датчик тиску.

Канал розроблено на базі двох однакових (ідентичних) струнних частотних датчиків тиску, один з яких сприймає статичний тиск, а другий – повний. Ідентичність датчиків дає змогу використовувати диференціальний спосіб вимірювання, а також навантажене резервування, яке значно підвищує надійність каналу.

Канал повітряного тиску на базі розробленого струнного частотного датчика тиску призначений для СПС, які придатні до застосування в пасажирських літаках, як далеко-магістральних, так і середньо-магістральних.

Література:

1. *Осадчий Е.П., Проектирование датчиков для измерения механических величин.* – М.: Машиностроение, 1979. – 480 с.
2. *Новицкий П. В., Кнорринг В. Г. Цифровые приборы с частотными датчиками.* – Л., Энергия, 1970. – 424 с.
3. *Постоянные магниты: Справочник/ Альтман А.Б., Геберг А.Н. Гладешев П.А. / под ред. Пятина.* – М.: Энергия, 1980. – 488 с.
4. *Карцев Е. А., Короткое В. П.. Унифицированные измерительные преобразователи.* – М.: Машиностроение, 1982. – 144 с..
5. *Нечипоренко О.М., Малишко О.В. Метод аналізу надійності систем повітряних сигналів літака // ІСМК, № 9.- К.: ІВЦ «Видавн. «Політехніка», 2013. – С. 70-80.*

УДК 536.526

ДВОРЕЦЬКА К.Т., СУХОВ В.В., КОЗЕЙ Я.С.

МЕТОДИКА ІНТЕГРОВАНОГО ПРОЕКТУВАННЯ ЕЛЕМЕНТІВ ПЛАНЕРА ЛІТАКА

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, dvoretska_kate@ukr.net, sukhovkpi@gmail.com

Постановка проблеми. Сучасні літаки проектуються і виробляються з урахуванням особливих вимог до безпеки польотів в надзвичайно жорстких умовах експлуатації[1]. При цьому основним кількісним критерієм оцінки якості літаків є мінімізація вартості перевезень за умови забезпечення безпеки польотів [2].

В авіації зазначена проблема стимулює дослідження, спрямовані на вивчення можливостей зменшення маси конструкції, як головного чинника, що знижує прямі експлуатаційні витрати. Основними напрямками забезпечення необхідного ресурсу і зниження маси конструкції планера є: застосування великогабаритних напівфабрикатів, виготовлених з матеріалів з високим опором втоми, використання високоресурсних з'єднань з високою масовою ефективністю, розробка технології створення цих конструкцій.

Аналіз останніх досягнень та публікацій. Спроби усунення недоліків в силовій схемі на завершальних етапах проектування конструкції зазвичай вимагають значних додаткових витрат часу і матеріальних ресурсів. З метою підвищення якості проектів та ефективності процесу проектування в роботах Комарова В.

А.[3] запропонований метод формування силової схеми за умовами міцності із залученням МСЕ ще до початку повномасштабної розробки конструкції на етапі робочого проектування тобто, метод використовує тривимірні континуальні моделі змінної щільності.

Формулювання мети доповіді. Метою даної доповіді є дослідження можливості зниження маси конструкції літака внаслідок зниження маси його ненавантажених частин. Об'єктом дослідження є планер літака. Предметом дослідження є методи проектування планера літака на основі математичних моделей деформованого твердого тіла змінної щільності - континуальних моделей.

Викладення основного матеріалу. При дослідженні можливості зниження маси шляхом зниження маси ненавантажених елементів конструкції літака розглядаються наступні взаємопов'язані завдання, які вирішуються на ранніх стадіях проектування силових авіаційних конструкцій: визначаються навантаження, що діють на елементи конструкції; обираються найбільш ефективні, по критерію масової ефективності, силові схеми; проводиться експрес-аналіз маси елементів конструкції та агрегатів вцілому.

Наведені задачі доводиться вирішувати в умовах багатокритеріальної невизначеності, за умови відсутності необхідної інформації про об'єкт проектування, зокрема, ще не відомі деформації створюваної конструкції. У сформованому порядку проектування літаків на ранніх етапах завдання визначення навантажень часто вирішується в припущенні абсолютної жорсткості конструкцій. У той же час деформації згину, наприклад, стріловидного крила викликають негативні зміни кутів атаки в кінцевих перерізах крила. Характер цих змін може дати більш вигідний з точки зору міцності, розподіл навантаження і знизити масу конструкції. Для цього необхідний точний прогноз змінних станів розроблюваних аеропружних елементів конструкції літака.

Силова схема конструкції визначається кількістю і типом силових елементів, їх розташуванням в просторі і способами з'єднання між собою. Рішення, пов'язані з вибором силових схем, на практиці часто приймаються евристичними методами, на підставі експертних оцінок, досвіду, а також використанням результатів розрахунків на спрощених математичних моделях (балочна, пластини аналогія). Більш достовірне дослідження властивостей об'єкта проектування із застосуванням методу скінчених елементів (МСЕ) проводиться лише в кінці процесу його розробки на стадії проведення перевірочних розрахунків. У такій ситуації деякі рішення, пов'язані з вибором силової схеми конструкції, можуть виявитися невдалими. Все це свідчить про актуальність розробки методів проектування силових схем і ваговоаналізу авіаційних конструкцій, які використовують високоточну математичне моделювання вже на стадії ескізного проектування авіаційних конструкцій.

Висновки. Сучасні авіаційні конструкції близькі до вичерпання можливостей підвищення аеродинамічних і вагових характеристик, тому в усьому світі ведеться інтенсивний пошук нових технічних рішень. Характерними прикладами такого пошуку можуть служити дослідження властивостей телескопічних крил, літаків

інтегральної компоновки, крил малого подовження незвичайної форми, розробка раціональних підкріплень тонкостінних конструкцій в зонах значних перерізів, інші інноваційні роботи, для виконання яких ще не накопичені статистичні дані, необхідні для використання традиційних методик проектування.

На існуючому технологічному рівні розвитку техніки, електроніки, матеріалів і технологій виготовлення конструкції літаків з'являється можливість ефективного зниження маси літака без втрати міцності та жорсткості.

Література

1. Егер, С.М. *Проектирование самолетов: учебник для вузов/ С.М. Егер, В.Ф. Мишин, Н.К. Лисейцев и др.* – М.: Машиностроение, 1983. – 616 с.
2. Торенбик, Э. *Проектирование дозвуковых самолетов* - М.: Машиностроение, 1983. – 648 с.
3. Комаров, А.А. *Основы проектирования силовых конструкций // Куйбышевское книжное издат-во, 1965.* – 88 с.

УДК 629.7.025.11

ЖДАНОВ Д.І., ЗІНЧЕНКО Д.М.

АЕРОДИНАМІЧНЕ ПРОЕКТУВАННЯ АДАПТИВНОГО КРИЛА ГІБРИДНОЇ КОНСТРУКЦІЇ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна, dogville.dz@gmail.com

Постановка проблеми. На сьогоднішній день переважна більшість ЛА має в своїй конструкції крила, що виконані з жорстких матеріалів, таких як сплави алюмінію Д16, Д16Т, В95, дерева, тощо. Такі крила є ефективними, коли мова заходить про великі значення експлуатаційних навантажень, котрі діють на несучу поверхню. Окрім того, жорстка конструкція крил передбачає ще й транспортування запасу палива для ЛА.

Менше десятої частки від усіх категорій ЛА можуть із зиском використовувати в своєму компонуванні надувні крила, серед яких літаки з розмахом крила до 15 метрів та пасажиромісткістю до двох чоловік. Ще менша частка літаків, що мають можливість використовувати надувні крила, нею користується, оскільки досі не розроблено методичних рекомендацій щодо проектування надувних крил чи ЛА з надувними крилами.

Використання адаптивних систем ЛА зумовлено необхідністю зміни режиму роботи, форми профілю крила, положення механізації тощо, при зміні умов роботи системи, вхідних параметрів, які впливають на критерії оптимального режиму роботи. Як правило, адаптивні системи виконуються автоматичними для підвищення їх ефективності та зменшення навантаження на пілотів, що безумовно впливає на безпеку польоту.

Для адаптивного крила, зокрема, властиві такі види адаптивності: зміни форми крила в плані (стріловидність, площа, розмах), профілювання (кривизна, відносна товщина, хорда профілю, аеродинамічна крютка) та положення механізації.

Використання надувних крил полегшує задачу виконання адаптивності шляхом впровадження гнучких матеріалів у конструкцію несучої поверхні.

Їм властиві мала вага, компактність, дешевизна матеріалів і простота обслуговування, проте для надання їм кінцевої форми необхідні додаткові конструктивні елементи, які збільшують вагу і величину лобового опору.

Досі не було розглянуто варіант виконання несучої поверхні гібридної конструкції. Гібридність крила полягає в об'єднанні переваг жорстких і гнучких конструкцій крил та нівелюванні їх недоліків шляхом виконання частини крила, а саме носової, що займає 25% від довжини хорди профілю, жорсткою та решту гнучкою.

Принцип адаптивності на даному крилі передбачається аналогічний тому, що використовується на літаку Ан-2. Для запобігання звалювання передбачається відхилення гнучкої поверхні по мірі збільшення кута атаки, котре має забезпечити збільшення критичного кута атаки. Дослідження цього ефекту є однією з цілей роботи.

Аналіз останніх досягнень та публікацій. За відкритими джерелами [1-8] була розглянута загальна інформація про існуючі аналоги, їх конструкцію, компоновку та застосування. В перелік аналогів увійшли військовий літак високоплан з надувними крилом та оперенням виробництва фірми Goodyear, призначений для евакуації пілотів з тилу ворога, параплан марки Woodyfly та дослідницькі БПЛА NASA Big Blue та Dryden.

Серед переваг над традиційними крилами можна відзначити малий об'єм, який займають ці крила в запакованому стані, та малу вагу що сприяє зручному транспортуванню ЛА.

Головною перевагою даної конструкції є відсутність рухомих частин, можливість керування польотом деформуєчи безпосередньо крило, не використовуючи елерони.

Формулювання мети доповіді. Провівши аналіз літератури можна заявити, що цілями дослідження в даному дослідженні є: можливість збільшення льотних характеристик аеродинамічної схеми «літаюче крило» за допомогою адаптивного аеродинамічного профілю; збільшення експлуатаційного діапазону центрівок; збільшення максимальних несучих властивостей; зменшення навантажень, що діють на конструкцію; демпфування нестационарних режимів польоту портативного БПЛА.

Для досягнення цілей дослідження необхідно: виявити вплив деформації на аеродинамічні характеристики; провести аналіз придатності аеродинамічних профілів для реалізації ефекту адаптивності на крилі гібридної конструкції; виявити вплив форми крила в плані на ефективність адаптивного крила; обґрунтувати методи аеродинамічного розрахунку, провести аналіз результатів та визначити оптимальну компоновку; виробити реальну дослідну модель та провести випробування;

Аналіз впливу деформації профілю на його аеродинамічні характеристики. Побудувавши розрахункові моделі методом скінченних елементів, отримані результати у вигляді змін залежностей $C_u(a)$, $C_m(a)$, $K(a)$, $K/\sqrt{C_u(C_u)}$ (рис. 2–5) під

впливом деформацій, спричинених крутним моментом, порівняно з цими ж залежностями без впливу деформацій.

Загалом фізичний вплив деформацій описується відхиленням задньої кромки крила (рис. 1) по мірі збільшення куту атаки в напрямку осі ординат зв'язаної системи координат під впливом крутного моменту, спричиненого різницею тисків між верхньою та нижньою поверхнями крила. Це явище спричиняє збільшення крутного моменту, який тепер прагне відновити попереднє положення задньої крайки крила. В цьому полягає ефект адаптивності в умовах турбулентного повітряного середовища.

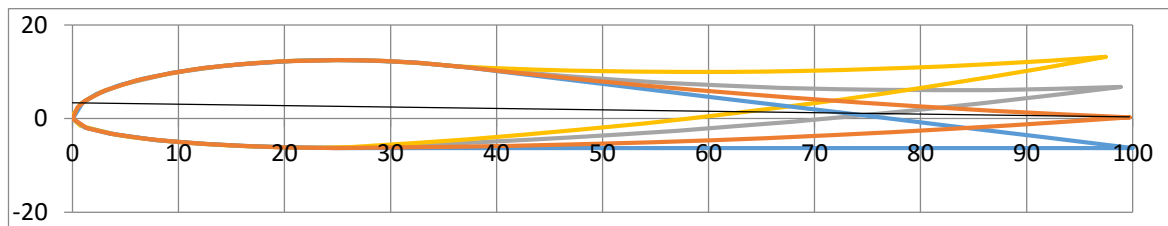


Рис.1. Схематичне зображення відхилення задньої кромки крила

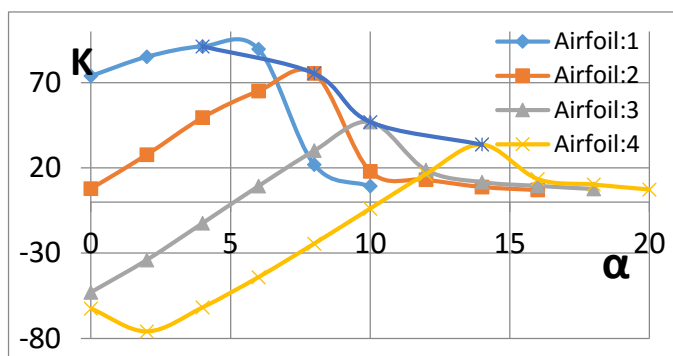


Рис.2. Графіки залежності коефіцієнту підйомної сили від кута атаки та полярів для різних ступенів деформації

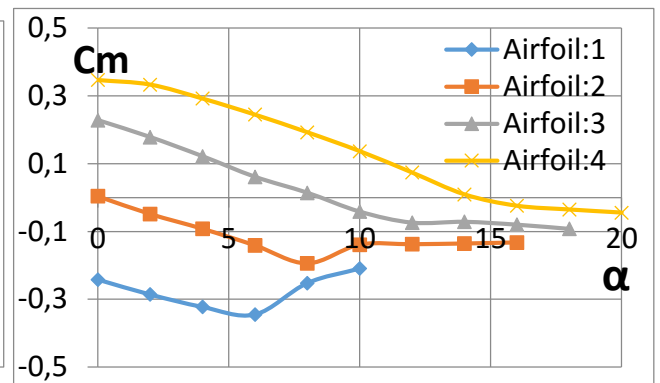


Рис.3. Графіки залежностей крутного моменту від кута атаки для різних ступенів деформації

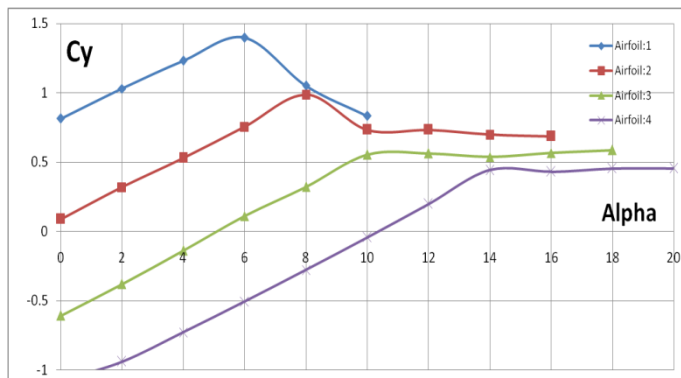


Рис.4. Графіки залежностей аеродинамічної якості від кута атаки для різних ступенів деформації

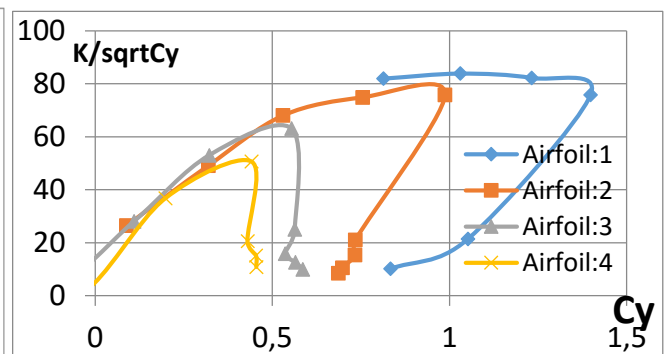


Рис.5. Графіки залежностей розрахункової дальності польоту від кута атаки для різних ступенів деформації

Підбір оптимального аеродинамічного профілю. Провівши розрахунки типових аеродинамічних профілів, що відповідають основним категоріям: ламінарні, високонесучі, симетричні та зверхкритичні (рис. 6 – 10), в середовищі програми Profili 2.0, отримані результати у вигляді графіків залежностей коефіцієнту підйомної сили та аеродинамічної якості від кута атаки та коефіцієнту сили опору.

За критеріями відбору, котрі складаються з залежностей $C_y(\alpha)$, $K(\alpha)$, (рис. 11, 12), обрана найбільш придатна категорія. По обраній категорії визначені подібні за параметрами профілі, що відрізняються одним-двома параметрами, та відсіяні непридатні.

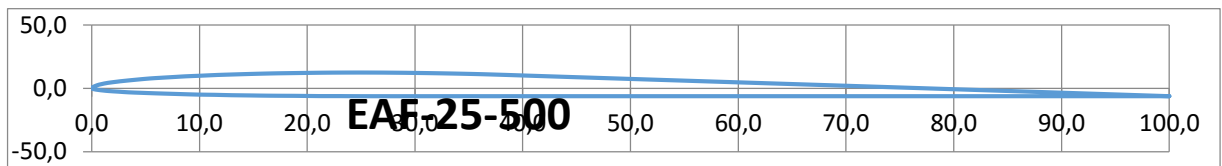


Рис. 6. Еліптичний профіль

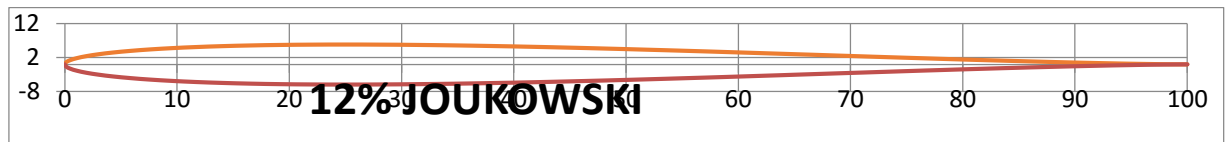


Рис. 7. Симетричний профіль

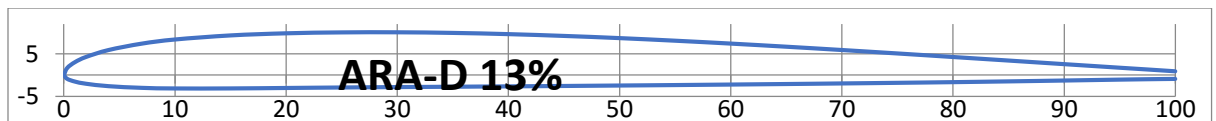


Рис. 8. Високонесучий профіль

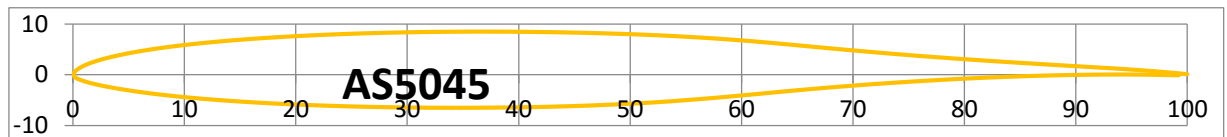


Рис. 9. Зверхкритичний профіль

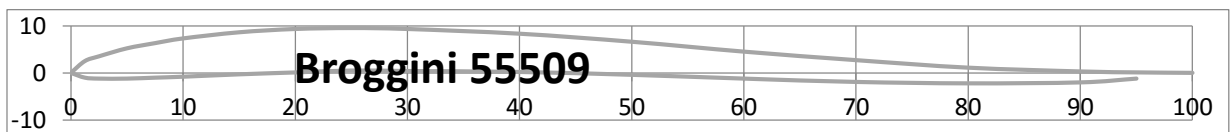


Рис. 10. S-образний профіль

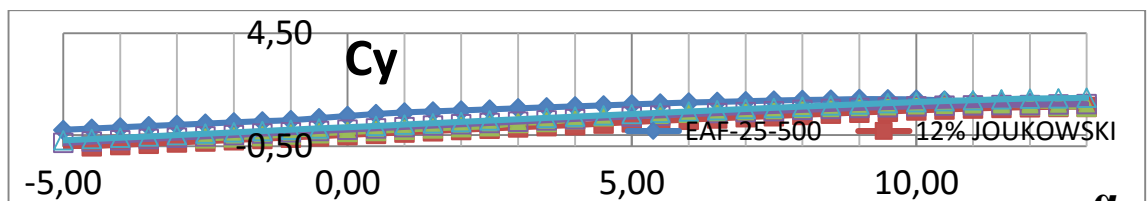


Рис. 11. Графіки залежностей коефіцієнтів підйомної сили профілів від кута атаки

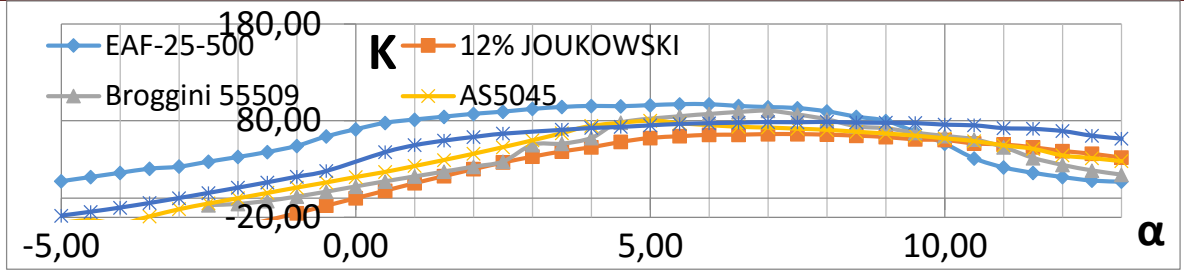


Рис. 12. Графіки залежностей аеродинамічної якості профілів від кута атаки

Обраний профіль характеризується високими несучими властивостями, найбільшою можливою дальністю польоту в порівнянні з іншими типовими профілями та простою формою, котра забезпечує легкість виготовлення шаблону.

Підбір оптимальної форми крила в плані. Проведені розрахунки впливу основних форм крила в плані: прямокутного, трапецієвидного та заново спроектованого однакової площі та подовження (рис. 13). Відсіяні непридатні форми та кореговано обриси обраної форми крила в плані. Критеріями відбору є залежність $K(C_y)$ (рис. 14).

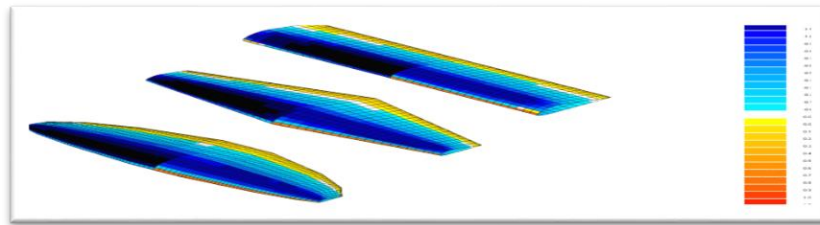


Рис. 13. Форми крил в плані, що досліджуються

Провівши аналіз аеродинамічних характеристик різних форм в плані однакових за площею та подовженням, можна прийти до висновку, що трапецієвидна форма крила в плані характеризується найбільшими величинами аеродинамічної якості, порівняно з прямою та еліптичною формами.

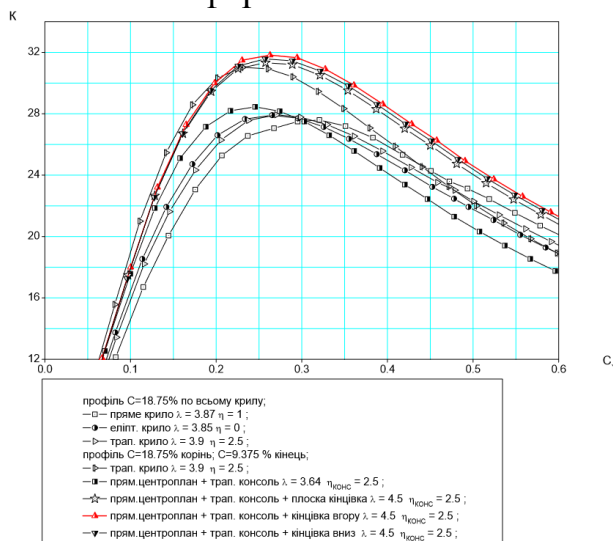


Рис. 14. Графіки залежностей аеродинамічної якості крил від коефіцієнту підйомної сили

Зменшення відносної товщини профілю по розмаху крила значно збільшує величину K_{\max} , проте з урахуванням фюзеляжу та центроплану спостерігається зменшення цього параметру, котре ефективно нівелюється запровадженням вигнутої догори закінцівки крила, вінглетом.

Висновки. Тема дослідження даної роботи є актуальною та новітньою в ряді питань, її результати мають практичну цінність у багатьох галузях цивільної та військової промисловості. Гібридний варіант конструкції адаптивного крила забезпечує належну жорсткість несучої поверхні щодо повздовжньої осі симетрії, не використовуючи додаткові елементи для фіксації форми середньої і хвостової частин крила, які виготовляються з м'якого матеріалу.

Ефект адаптивності крила забезпечується зміною профілювання в польоті, яке супроводжується деформацією надувної частини крила.

Використання еліптичного профілю надає високі значення коефіцієнту підйомної сили, аеродинамічної якості та простоту виготовлення.

Формі крила в плані подібній до трапецієвидної, з урахуванням конструктивних особливостей, властиві необхідні аеродинамічні характеристики для короткого злету "з рук" на малих числах Рейнольдса.

Літальні апарати з адаптивним крилом гібридної конструкції можуть бути використані для виконання сільськогосподарських робіт, доставки вантажу, військової розвідки тощо.

Література

1. Ландау Л. Д. Гідродинаміка / Л. Д. Ландау, Е. М. Лифшиц., 1986. – 736 с.
2. Jacob J. D. *Design and Flight Testing of Inflatable Wings with Wing Warping* / J. D. Jacob, A. Simpson, S. Smith.
3. Simpson A. D. *BIG BLUE: A High-Altitude UAV Demonstrator of Mars Airplane Technology* / A. D. Simpson. // *IEEE Aerospace Conference*. – 2005.
4. *BIG BLUE II: Mars Aircraft Prototype with Inflatable-Rigidizable Wings* / [A. D. Simpson, J. D. Jacob, S. W. Smith та ін.]. // *AIAA Aerospace Sciences Meeting*. – 2005.
5. *Définition du Woopy-Fly* – <http://fly.woopyjump.com/index.php/fr/definition-du-woopy-fly.html>.
6. *Goodyear Inflatorplane* – : https://en.wikipedia.org/wiki/Goodyear_Inflatorplane.
7. Зінченко. Д. М. 7. Моделювання обтікання ЛА панельно-вихровим методом програмування. Метод. вказівки по створенню розрахункових моделей для панельно-вихрового методу для спеціалістів та магістрів напряму 6.051101 "Авіа- та ракетобудування". – Київ: НТУУ "КПІ", 2013. – 23 с.
8. *Справочник Авиационных Профилей*. – http://kipla.kai.ru/liter/Spravochnic_avia_profiley.pdf.
9. Житомирський Г. І. *Конструкция самолетов: Учебник для студентов авиационных специальностей вузов*. – М.: Машиностроение, 1991. – 400 с.

УДК 629.73

ЗАВАЛЬНАЯ О.С., БУРНАШЕВ В.В.

АДАПТИВНЫЙ АЛГОРИТМ УПРАВЛЕНИЯ БЕСПИЛОТНЫМ САМОЛЕТОМ НА ОСНОВЕ ДИСКРЕТНОГО ОПТИМАЛЬНОГО НАБЛЮДАТЕЛЯ ПАРАМЕТРОВ МОДЕЛИ

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт», Киев, Украина,
zavalnaolha@gmail.com

Введение. Проблема проектирования систем управления объектами в условиях неопределенности относится к фундаментальным и актуальным проблемам современной теории автоматического управления. Беспилотные летательные аппараты (БПЛА) являются теми объектами, для которых ее исследование и решение особенно насущно и может позволить существенно улучшить их характеристики [1]. Это обусловлено значительным изменением во время полета параметров моделей БПЛА, использующихся в методиках синтеза законов управления, а также ограниченными возможностями получения точной информации о движении на их борту [2 – 4].

Решение задачи автоматического управления полетом в условиях неопределенности на основе применения комбинации H_2 - и H_∞ - оптимального качества оказывается неприемлемым в случае предъявления строгих требований к ошибкам управления. Такие задачи могут быть решены посредством применения алгоритмов адаптации [4 – 7].

Задача исследования. Рассмотрим задачу синтеза адаптивного регулятора параметров движения легкого беспилотного самолета для обеспечения высокой точности управления в условиях неопределенности.

Синтез регулятора для объекта с известной моделью. Закон управления можно получить в виде отрицательной обратной связи по вектору состояния на основе теории аналитического конструирования оптимальных регуляторов [4,6,7].

Для линейного объекта
$$\dot{X} = AX + BU + GW \quad (1)$$

оптимальными в смысле минимума функционала
$$I = \int_0^T X^T Q X dt + \int_0^T U^T R U dt \quad (2)$$

являются управления $U = -R^{-1}B^T S X$, где S – решение алгебраического уравнения

Риккати
$$\dot{S} + \bar{S}\bar{A} + \bar{A}^T S - \bar{S}B\bar{R}^{-1}B^T S = -Q. \quad (3)$$

В последнем выражении \bar{A} – оцененная с помощью алгоритма идентификации или рассчитанная заранее матрица состояния; Q, R – положительно определенные матрицы коэффициентов, определяющие соотношения требований к точности управления отдельными параметрами состояния и к величине управления.

Алгоритм оценки параметров модели. Идентификацию элементов матриц модели (1) можно осуществить в том числе с помощью линейного фильтра Калмана [6, 8]. С целью его применения перепишем уравнения объекта управления (1) в конечно-разностном виде, выделив вектор неизвестных параметров модели a и вектор-столбец f , содержащий суммы произведений известных параметров модели на измеряемые параметры движения $x(k)$:

$$x(k+1) = \Phi(x(k), u(k))a(k) + f(x(k), u(k)) + G(k)W(k), \quad (4)$$

где $W(k)$ – вектор ветровых возмущений; $G(k)$ – матрица коэффициентов входа возмущений для дискретной модели; $\Phi(x(k), u(k))$ – матрица, содержащая параметры движения x_i и управления u_i на местах расположения в матрицах состояния

и управления неизвестных параметров. Тогда уравнение наблюдающего устройства параметров a будет:

$$a(k+1) = a(k) + K_{H2}(k) \left[y(k+1) - C\Phi(x(k), u(k))a(k) - Cf(x(k), u(k)) \right], \quad (5)$$

где оптимальный коэффициент усиления рассчитывается по формуле:

$$K_{H2}(k) = P_a(k) \Phi^T(x(k), u(k)) C^T (C\Phi(x(k), u(k)) P_a(k) \Phi^T(x(k), u(k)) C^T + CGS_W G^T C^T + S_y)^{-1}, \quad (6)$$

а ковариационная матрица ошибок оценивания

$$P_a(k+1) = \left[I_n - K_{H2}(k) C\Phi(x(k), u(k)) \right] P_a(k) \quad (7)$$

В уравнениях (5) – (7) C – матрица измерения; S_y – матрица интенсивностей шумов измерения; I_n – единичная матрица, размер которой соответствует числу оцениваемых параметров модели; k – номер шага работы алгоритма. Оценка вектора состояния $x(k)$ может получаться как путем непосредственного измерения, так и с помощью параллельно работающего линейного оптимального наблюдателя состояния:

$$\begin{cases} x(k+1) = x(k+1/k) + K_{H1}(k) \left[y(k+1) - Hx(k+1/k) \right]; \\ x(k+1/k) = A(k, a(k))x(k) + B(k, a(k))u(k) + GW(k), \quad x(0) = \bar{x}_0; \\ K_{H1}(k) = P_x(k+1/k) C^T \left[CP_x(k+1/k) C^T + R \right]^{-1}; \\ P_x(k+1/k) = A(k, a(k)) P_x(k) A^T(k, a(k)) + G(k) S_W G^T(k); \\ P_x(k+1) = \left[I_n - K_{H1}(k) C \right] P_x(k+1/k), \end{cases} \quad (8)$$

где S_W - матрица интенсивностей возмущений W .

Таким образом можно получить обратную связь по оценке вектора состояния $x(k+1)$, матричный коэффициент усиления которой рассчитывается по формулам (2), (3) или по их аналогам для дискретных объектов. Точность управления при использовании такого алгоритма адаптации зависит от уровня возмущений, точности измерений, а также количества и точности априорной информации о параметрах модели.

Имитационное моделирование работы данного регулятора (рис. 1) позволило выявить его существенные преимущества по сравнению с постоянным матричным коэффициентом усиления [7], а также с регулятором, использующим нелинейный наблюдатель (рис. 2). Он позволяет обеспечить более высокое качество идентификации, достаточное для формирования управлений по оцененным параметрам.

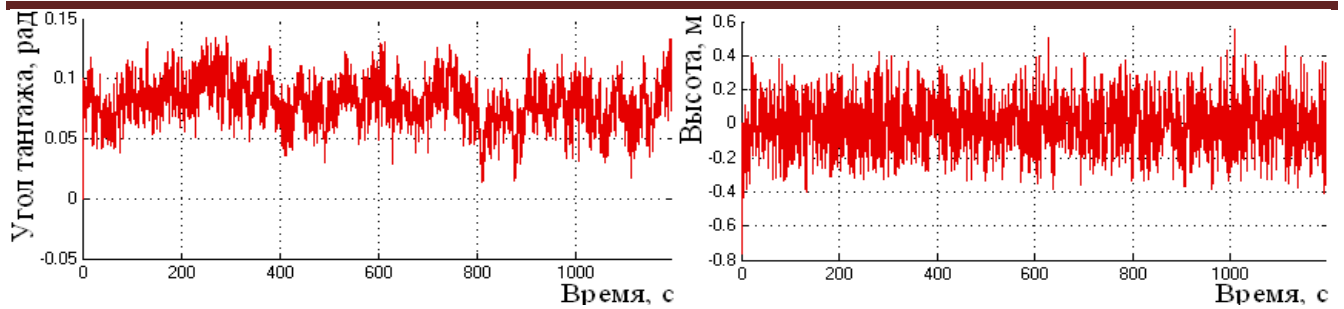


Рис. 1. Ошибки адаптивного управления БПЛА на основе оптимального наблюдателя

При отсутствии возмущений алгоритм (5) – (7) может оценить все параметры матрицы состояния линеаризованной модели продольного движения самолета без какой-либо априорной информации об этих параметрах. В случае точной установки системы ориентации в корпусе БПЛА таких параметров 8, а если известна масса – 6. Информацию, полученную в таком тестовом полете можно использовать для определения инерционно-массовых и аэродинамических характеристик, а также в качестве начальных условий для работы алгоритма идентификации в условиях возмущений. В результате уменьшения таким образом неопределенности или получения информации о векторе воздушной скорости алгоритм становится работоспособным при действии существенных ветровых возмущений.

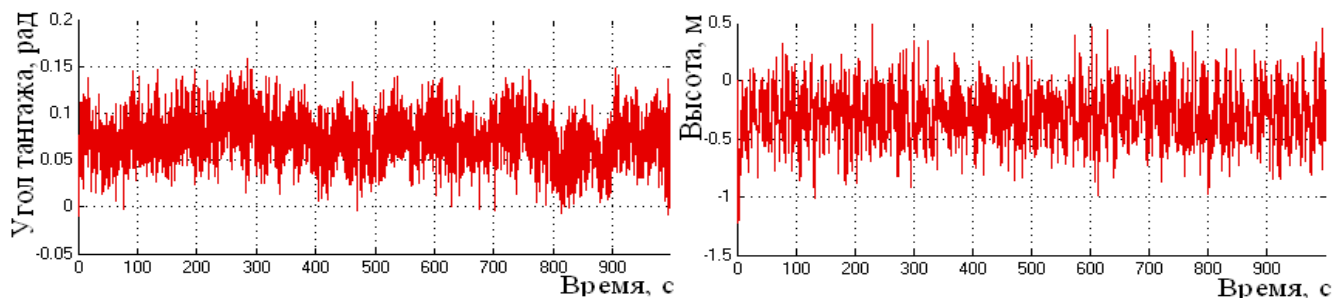


Рис. 2. Ошибки адаптивного управления БПЛА на основе нелинейного наблюдателя

На рис. 2. Приведены параметры движения БПЛА при действии ветра 20 км/ч и ошибке задания момента инерции 20%. При этом воздушная скорость считается известной с точностью 3 км/ч. В случае отсутствия информации о воздушной скорости алгоритм управления становится неприемлемо грубым из-за долгих переходных процессов алгоритма идентификации.

В аналогичных условиях регулятор (2),(3), (8) обеспечивает более высокую точность стабилизации, чем регулятор, использующий нелинейный фильтр Калмана, а также по сравнению с регулятором, описанным в [7].

Выводы. Адаптивный регулятор параметров движения беспилотного самолета, состоящий из оптимального наблюдателя состояния, а также оптимального переменного матричного коэффициента обратной связи по вектору состояния, рассчитываемого для параметров модели, оцененных линейным дискретным наблюдателем может быть работоспособным даже при отсутствии информации о значении матрицы состояния. Последовательное оценивания параметров модели и параметров движения самолета позволяет получить необходимое качество управления с

меньшим количеством априорной информации, чем при использовании одновременного нелинейного оценивания параметров модели и параметров движения.

Точность идентификации параметров модели с помощью линейного дискретного оптимального наблюдателя также оказывается выше. При этом она, как и точность стабилизации, существенно зависит от наличия и точности информации о составляющих вектора воздушной скорости полета.

Литература

1. Павлушенко М.И., Евстафьев Г.М., Макаренко И.К. *Беспилотные летательные аппараты: история, применение, угроза распространения и перспективы развития*. – М.: «Права человека». – 2005 г. – 612 с.
2. A.V. Zbrutsky, J.A. Malysheva, V.V. Burnashev. *Navigation and orientation system with optical horizon sensor for mini UAV // 2014 IEEE 3rd International Conference on Methods and Systems of Navigation and Motion Control, Kyiv, Ukraine, 14-17 October 2014*. - Kiev. - 2014.
3. А.В. Збруцкий, Ю.А. Мальшева, В.В. Бурнашев. *Точность комплексированной системы ориентации и навигации с оптическим датчиком горизонта // ИСМК*. – 2014. – Вып. 11. – С. 5 – 12.
4. В.В. Бурнашев, Р.Р. Хабібулін. *Автоматичне керування заходом на посадку безпілотного літака в умовах збурень // Сб. докл. X Міжнарод. науч.-техн. конф. "Гіротехнології, навігація, керування рухом та конструювання авіаційно-космічної техніки", Київ, – 2015*. - С. 340 – 343.
5. Никифоров В.О., Слита О.В., Ушаков А.В. *Интеллектуальное управление в условиях неопределенности: учебное пособие*. – СПб: СПбГУ ИТМО, 2011. – 226 с.
6. Пупков К.А., Егунов Н.Д. *Методы классической и современной теории автоматического управления. Теория оптимизации автоматического управления*. – М.: Издат. МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004. – Т. 4. – 744 с.
7. П.С. Семидел, В.В. Бурнашев. *Синтез законов управления автоматическим приземлением самолета на шасси // Сб. докл. X Міжнарод. науч.-техн. конф. "Гіротехнології, навігація, управління движением и конструирование авиационно-космической техники", Киев, – 2015*, С. 526 – 531.

УДК 629.73

ЗАЙКА С.М.

СИНТЕЗ СИСТЕМЫ ПОПЕРЕЧНОЙ СТАБИЛИЗАЦИИ ПРОТИВОТАНКОВОЙ УПРАВЛЯЕМОЙ РАКЕТЫ НА ЭТАПЕ ВХОЖДЕНИЯ В ЗОНУ УПРАВЛЕНИЯ

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт», Киев, Украина,
mentol1235@mail.ua

Введение. Современные противотанковые управляемые ракеты (ПТУР) второго поколения управляются с помощью лазерно-лучевой системы управления [1]. Излучения лазера передаются с использованием пространственной модуляции. Они поступают на бортовой приемник излучения, который превращает оптический сигнал в электрический. Электрический сигнал с выхода приемника излучения поступает в устройство выделения координат, которое осуществляет обработку принятого сигнала и рассчитывает вертикальную и горизонтальную координаты отклонения ракеты от центра луча. Система автоматического управления включается спустя 0,6 с после схода снаряда с пускового контейнера, то есть до

этого момента ПТУР является неуправляемой. Обязательным условием управляемости ракеты является ее вхождение в луч управления размером 3x3 м. При наличии некоторых случайных факторов эта задача не выполняется из-за неконтролируемых отклонений снаряда по боковой и вертикальной координатах. Воздействие бокового ветра на ПТУР в диапазоне 10 м/с и выше влечет за собой изменение угла пути ракеты. Опускание носовой части снаряда после схода с пускового контейнера может вызвать уменьшение угла наклона траектории (сближение ПТУР с землей). Поскольку на первой секунде полета ракета является неуправляемой, то эти два влияющих фактора могут нести негативное влияние на дальнейшее успешное попадание в цель. При наличии бокового ветра на начальном этапе полета вероятно смещение снаряда по боковой координате и после придания ракете ускорения вследствие запуска маршевого двигателя (МД) есть большая вероятность вылета из лазерного луча и полная потеря управляемости. Также при резком уменьшении угла наклона траектории и срабатывании МД вероятно столкновение снаряда с землей еще до входа в луч управления [1 – 3]. Все это свидетельствует о необходимости управлять ПТУР на данном этапе полета.

Задача исследования. Целью работы является синтез системы поперечной стабилизации противотанковой управляемой ракеты на этапе вхождения в зону управления.

Система уравнений движения. Получена линейная система дифференциальных уравнений в отклонениях:

$$\begin{aligned}
 \Delta V &= Q_{1V} \Delta V + Q_{1\theta} \Delta \theta + Q_{1\alpha} \Delta \alpha, \\
 \Delta \theta &= Q_{2V} \Delta V + Q_{2\theta} \Delta \theta + Q_{2\alpha} \Delta \alpha + Q_{2\delta_a} \Delta \delta_a, \\
 \Delta \omega_z &= Q_{3V} \Delta V + Q_{3\omega_z} \Delta \omega_z + Q_{3\alpha} \Delta \alpha + Q_{3\omega_y} \Delta \omega_y + Q_{3\omega_x} \Delta \omega_x + Q_{3\delta_a} \Delta \delta_a, \\
 \Delta \alpha &= Q_{4V} \Delta V + Q_{4\theta} \Delta \theta + Q_{4\omega_z} \Delta \omega_z + Q_{4\alpha} \Delta \alpha + Q_{4\delta_a} \Delta \delta_a, \\
 \Delta \Psi_c &= Q_{5V} \Delta V + Q_{5\theta} \Delta \theta + Q_{5\beta} \Delta \beta + Q_{5\delta_i} \Delta \delta_i; \\
 \Delta \beta &= Q_{6V} \Delta V + Q_{6\theta} \Delta \theta + Q_{6\alpha} \Delta \alpha + Q_{6\beta} \Delta \beta + Q_{6\omega_y} \Delta \omega_y + Q_{6\delta_i} \Delta \delta_i; \\
 \Delta \omega_y &= Q_{7V} \Delta V + Q_{7\omega_z} \Delta \omega_z + Q_{7\beta} \Delta \beta + Q_{7\omega_y} \Delta \omega_y + Q_{7\omega_x} \Delta \omega_x + Q_{7\delta_i} \Delta \delta_i; \\
 \Delta \omega_x &= Q_{8V} \Delta V + Q_{8\omega_x} \Delta \omega_x; \\
 \Delta y_g &= Q_{9V} \Delta V + Q_{9\theta} \Delta \theta, \\
 \Delta z_g &= Q_{10V} \Delta V + Q_{10\theta} \Delta \theta + Q_{10\Psi_c} \Delta \Psi_c.
 \end{aligned} \tag{1}$$

В уравнениях (1) ΔV – отклонение скорости; $\Delta \theta$ – отклонение угла наклона траектории; $\Delta \omega_z$ – отклонение угловой скорости поворота вокруг оси z; $\Delta \alpha$ – отклонение угла атаки; $\Delta \Psi_c$ – отклонение угла пути; $\Delta \beta$ – отклонение угла скольжения; $\Delta \omega_y$ – отклонение угловой скорости поворота вокруг оси y; $\Delta \omega_x$ – отклонение угловой скорости поворота вокруг оси x; Δy_g – отклонение координаты у летательного аппарата относительно нормальной системы координат; Δz_g – отклоне-

ние координаты z летательного аппарата относительно нормальной системы координат; Q_{nn} – коэффициент линеаризованной модели (n – номер уравнения линейной системы дифференциальных уравнений, m – параметр относительно которого проводилась линеаризация); Δm – прирост кинематических параметров; V – модуль вектора скорости, м/с; θ – угол наклона траектории, рад; α – угол атаки, рад; $\delta\beta$ – отклонение аэродинамических рулей вертикального канала, рад; ω_z – угловая скорость поворота вокруг боковой оси z ; ω_y – угловая скорость поворота вокруг оси y ; ω_x – угловая скорость поворота вокруг оси x ; Ψ_c – угол пути; β – угол скольжения; δn – отклонение аэродинамических рулей горизонтального канала.

Систему можно описать в нормальной форме Коши:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu, \\ y &= Cx. \end{aligned} \tag{2}$$

В системе (2) x – вектор состояния; A – матрица состояния объекта управления; B – матрица управления; u – вектор управления, y – вектор выходного сигнала; C – матрица выхода.

Матрица объекта управления A и матрица управления B будут иметь вид (3,4):

$$x = \begin{bmatrix} \Delta V \\ \Delta \theta \\ \Delta \omega_z \\ \Delta \alpha \\ \Delta \Psi_c \\ \Delta \beta \\ \Delta \omega_y \\ \Delta \omega_x \\ \Delta y_g \\ \Delta z_g \end{bmatrix} A = \begin{bmatrix} Q_{1V} & Q_{1\theta} & 0 & Q_{1\alpha} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ Q_{2V} & 0 & 0 & Q_{2\alpha} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ Q_{3V} & 0 & Q_{3\omega_z} & Q_{3\alpha} & 0 & 0 & Q_{3\omega_y} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ Q_{4V} & 0 & Q_{4\omega_z} & Q_{4\alpha} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Q_{5\beta} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Q_{6\beta} & Q_{6\omega_y} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & Q_{7\omega_z} & 0 & 0 & 0 & Q_{7\beta} & Q_{7\omega_y} & 0 & 0 & 0 \\ Q_{8V} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & Q_{8\omega_x} & 0 & 0 \\ 0 & Q_{9\theta} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & Q_{10\Psi_c} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{3}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ Q_{2\delta\beta} & 0 \\ Q_{3\delta\beta} & 0 \\ Q_{4\delta\beta} & 0 \\ 0 & Q_{5\delta n} \\ 0 & Q_{6\delta n} \\ 0 & Q_{7\delta n} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} u = \begin{bmatrix} \Delta \delta\beta \\ \Delta \delta n \end{bmatrix} \tag{4}$$

При условии, со всех переменных состояния измеряются вертикальные и боковые отклонения, то есть переменные состояния Δx_g и Δy_g , тогда матрица выхода и вектор выходного сигнала будут иметь вид:

$$C = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, y = \begin{bmatrix} \Delta y_g \\ \Delta z_g \end{bmatrix}. \quad (5)$$

После проведения расчетов отклонения балансировочных рулей и угла атаки для линеаризованной модели (1) – (5) проанализируем реакцию ракеты на единичный импульс отклонения рулей (рис.1).

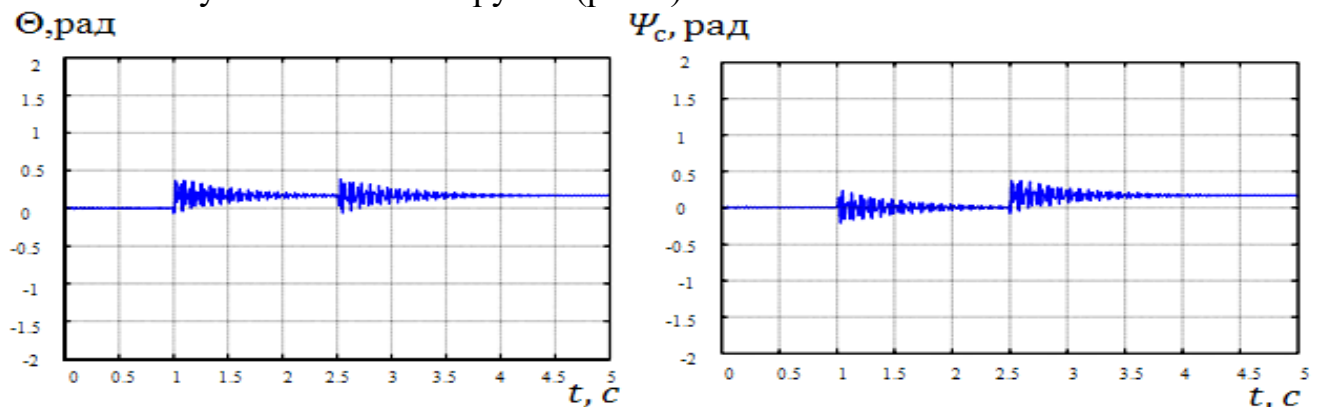


Рис.1. Реакция ракеты на отклонение руля высоты и руля пути на +2 градуса

Увеличение диапазона лазерного луча управления на начальном участке полета. При сходе ПТУР с транспортного пускового контейнера до запуска МД ($\approx 0,14$ с) снаряд летит со скоростью ≈ 35 м/с, поэтому с боковым ветровым возмущением >10 м/с вероятность выхода ракеты из зоны управления близка к 100% (рис. 2).

Для предотвращения потери управления над ПТУР было принято решение искусственно расширить зону управления на начальном этапе вхождения с 3×3 м. до 7×7 м., сделав небольшую задержку на приборе панкратики в первые 3 – 4 с. полета.

Снаряд имеет довольно большую частоту вращения вокруг своей продольной оси – 8–15 Гц, поэтому одной пары рулей для парирования внешних возмущений достаточно. Закон отклонения пары рулей выглядит следующим образом:

$$d\nu = K_u u + Y_v v, \quad (6)$$

где K_u – коэффициент управления по координатам; Y_v – угол отклонения аэродинамических рулей для компенсации собственной силы тяжести, рад; $d\nu$ – угол отклонения аэродинамических рулей, рад. Стоит понимать, что для ракеты диапазон поля управления при этом никак не изменился, и она свои

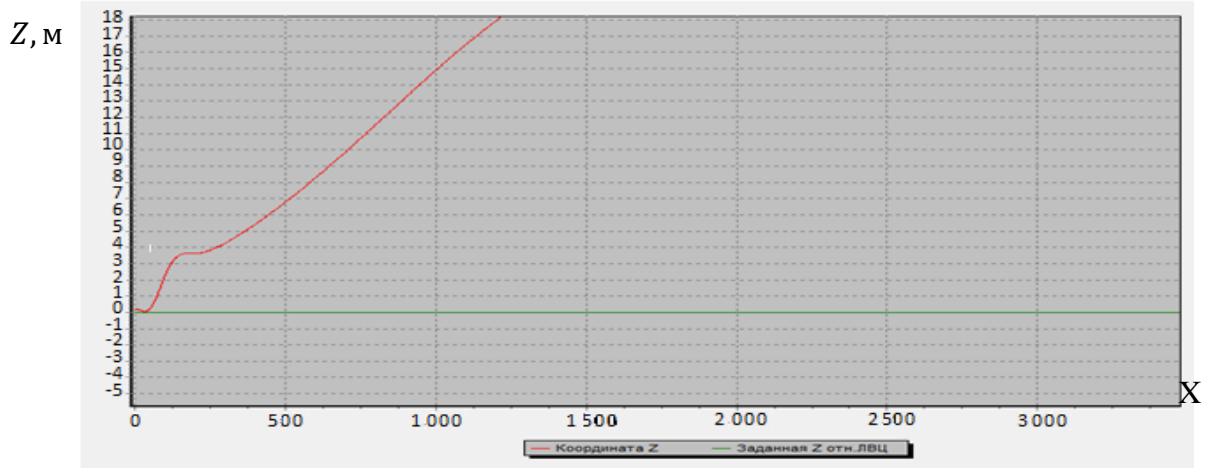


Рис.2. Координата Z. Непопадание ракеты в лазерный луч управления

относительные координаты воспринимает для диапазона поля управления 3×3 м. Поэтому уместно будет для отработки правильных угловых отклонений рулей сделать пересчет изменения K_{\perp} в (6) для участка полета в 3–4 с. Это даст возможность компенсировать воздействие боковых ветровых возмущений в пределах 10 м/с, в связи с управляемостью снаряда в диапазоне 7×7 м. (рис.3).

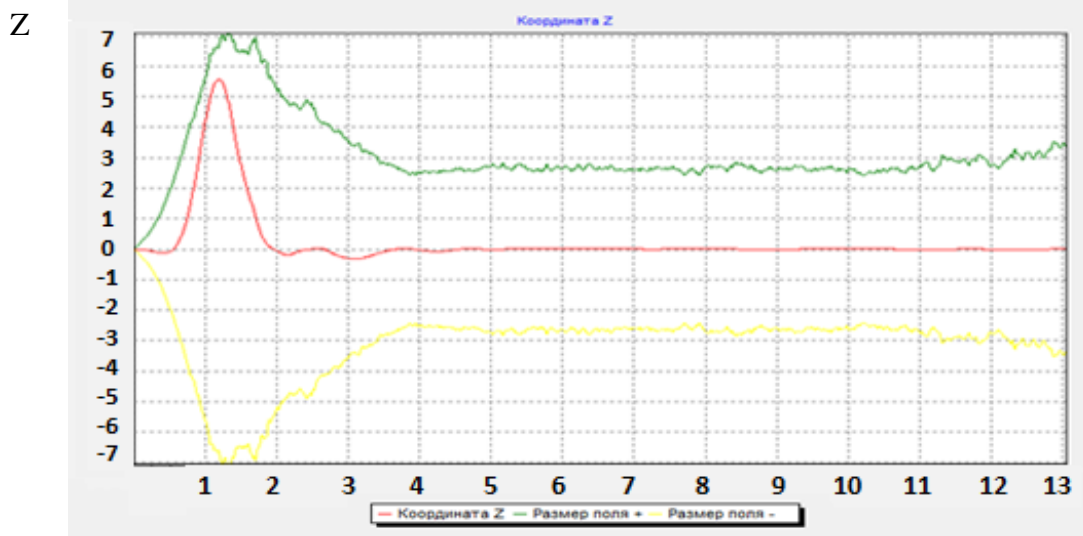


Рис.3. Траектории Z при воздействии бокового ветра 10 м/с. Попадание ПТУР в $t_{\text{упр}}$ ный луч управления

Синтез системы поперечной стабилизации с помощью микромеханического датчика угловой скорости (ММ ДУС). ММ ДУС [4] позволит решить поставленную задачу в полном объеме. Установив датчик на оси OZ связанной системы координат, в связи с вращением ракеты вокруг своей продольной оси, будет возможность измерять скорость изменения угла наклона траектории и угла пути, компенсируя отклонения ПТУР с помощью одной пары рулей. Таким образом присутствует один канал управления (рис. 4).

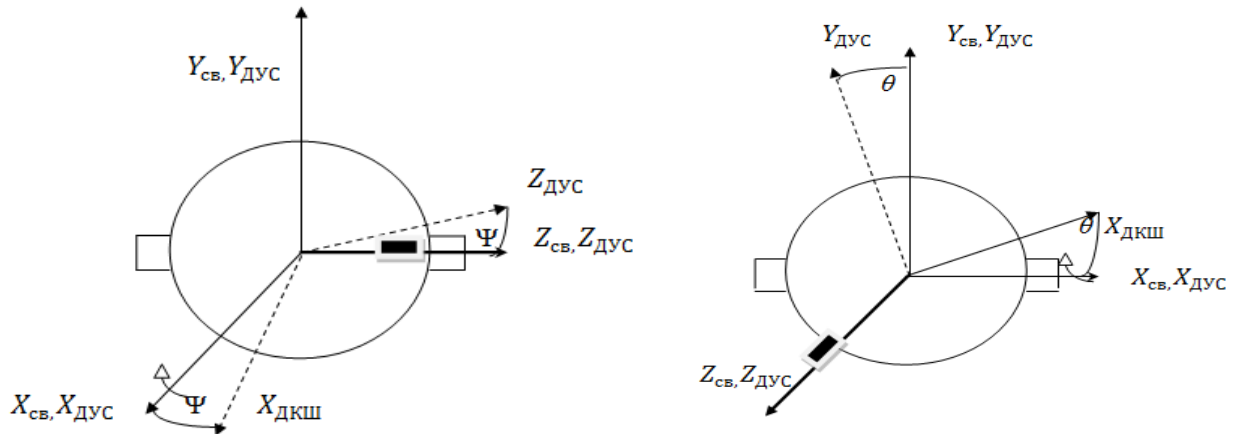


Рис.4. Измерение скорости изменения угла пути и наклона траектории с помощью ММ ДУС

Здесь стабилизация будет осуществляться по следующему закону управления:

$$d\mathbf{v} = d\mathbf{v} + \mathbf{K}_w \cdot \mathbf{w}_d$$

Здесь \mathbf{w}_d – измерения ММ ДУС скорости угловых отклонений, \mathbf{K}_w – коэффициент преобразования, который имеет линейную зависимость от времени (рис. 5). Из уравнения (6) следует, что до 0.6 с полета (до включения системы управления) $\mathbf{K}_w = 0$, также до открытия аэродинамических рулей (≈ 0.2 с) $\mathbf{Y}_v = 0$.

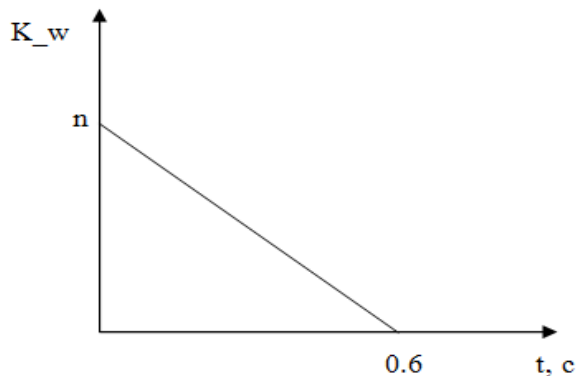


Рис.5. Линейная зависимость коэффициента преобразования ММ ДУС от времени

Выводы. Компенсация боковых смещений ПТУР с помощью увеличения диапазона лазерного луча управления на начальном этапе полета довольно эффективна при относительно небольших боковых ветровых возмущениях. Для компенсации ветровых возмущений в 12 м/с и больше, а также стабилизации снаряда по вертикальной координате целесообразно использовать ММ ДУС.

Литература

1. О. П. Коростельов. Теоретичні основи проектування ствольних керованих ракет. Монографія під редакцією О. П. Коростельова. – К.: Книжкове вид-тво НАУ, 2007. – 360с.
2. Лебедев А. А., Чернобровкин Л. С. Динамика полета беспилотных летательных аппаратов. – М.: Машиностроение, 1973., 615 с.
3. А.А. Лебедев, В.А.Карабанов. Динамика систем управления беспилотными летательными аппаратами. М.: Машиностроение, 1965. – 528 с.
4. В.Н. Бороздин. Гироскопические приборы и устройства систем управления М.: Машиностроение, 1990. – 272 с

ЗБРУЦЬКИЙ О.В., КІЗИЦЬКИЙ О.О.

СИНТЕЗ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ КВАДРОКОПТЕРОМ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна, alexey.kizitskiy@gmail.com

Аналіз останніх досягнень та публікацій. Мультикоптерні апарати на сьогоднішній час все більше здобувають популярність завдяки простоті своєї конструкції, що призводить до зменшення вартості літального апарату.

В більшості існуючих систем автоматичного керування квадрокоптером використовується стандартні ПД (пропорційно-інтегрально-диференціальні) регулятори, коефіцієнти якого здебільшого обираються експериментально. Практично не розглядається питання гарантованої точності. Також не розглядається введення в регулятор другого диференціалу від похибки регулювання ($e(t)$) - використання ПДД регулятора в роботі САУ квадрокоптера.

Постановка задачі. Для кращої якості перехідного процесу розробимо аналітичні методи отримання коефіцієнтів регуляторів та дослідимо покращення якості автоматичного керування квадрокоптером за рахунок введення другої похідної від похибки регулювання.

Алгоритм ПДД регулятора має вигляд

$$F_{PDD}(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) + K_d \frac{d}{dt} e(t) + K_{2d} \frac{d^2}{dt^2} e(t),$$

де K_p , K_i , K_d та K_{2d} - коефіцієнти для пропорційної, інтегральної, похідної та другої похідної від вимірюваної величини, $F_{PDD}(t)$ - функція ПДД регулятора.

Синтез регулятора. Система керування квадрокоптером зображена на рис. 1,

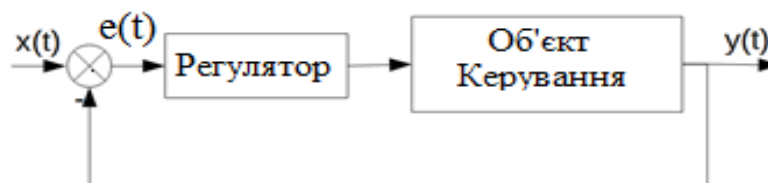


Рис.1. Система керування

де $X(t)$ – вхідний сигнал, $y(t)$ – вихідний сигнал.

Об'єктом керування вибраний квадрокоптер X-типу, для керування та стабілізації його положення по каналу тангажу та крену використовуються всі двигуни. Передатна функція квадрокоптера має вигляд

$$W = \frac{2K_{\text{об}}}{T_{\text{об}}s + 1} \frac{d}{I_x s^2 + R_x s + M},$$

де $K_{\text{дв}}$, $T_{\text{дв}}$ – коефіцієнти передатної функції двигуна, d – відстань між двигунами, I_x , R_x , M – момент інерції, коефіцієнт опору та коефіцієнт маятниковості квадрокоптера відповідно.

Синтез регулятора проведемо методом стандартних перехідних характеристик. Оптимальний поліном замкненої системи керування, розрахований в результаті

мінімізації оптимізуючого функціоналу $I = \int_0^{\infty} t|e(t)|dt$, має вигляд

$$s^4 + 2.1 \cdot \omega_0 s^3 + 3.4 \omega_0^2 s^2 + 2.7 \omega_0^3 s + \omega_0^4.$$

Але регулятор окрім зміни знаменника, змінює також чисельник, що впливає на якість перехідного процесу. Для підвищення якості перехідного процесу з врахуванням нулів передатної функції регулятора використаний інструмент «SISO design» в програмі MATLAB. В результаті були отримані наступні коефіцієнти ПДД-регулятора: $K_i=1.522$, $K_p=0.4143$, $K_d=0.0246$, $K_{2d}=-3.316e-05$.

Результат моделювання системи (подання управляючого сигналу 0.3 [рад] на першій секунді та подання збурення 1 [Н*м] на 5 секунді моделювання) приведений на рис.2 та показує хорошу якість САУ.

Висновки. Введення в регулятор другої похідної від похибки регулювання показує покращення точності системи регулювання квадрокоптера.

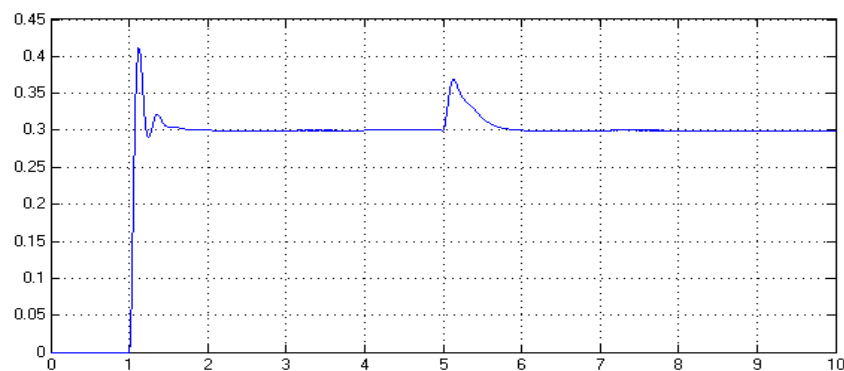


Рис.2. Моделювання системи стабілізації

Література

Кузовков Н.Т. Системы стабилизации летательных аппаратов. -М., Высшая шк.- 1976.- 304с.

УДК 629.7.058

ЗБРУЦЬКИЙ О.В., ТРУНОВ В.Ю.

АНАЛІЗ ВПЛИВУ НИЗЬКОЧАСТОТНИХ ГАРМОНІК НУЛЬОВОГО СИГНАЛУ НА ТОЧНІСТЬ МІКРОМЕХАНІЧНОГО ГІРОСКОПА

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна, viridisfrog@ukr.net

Вступ. Використання чутливих елементів на мікроелектромеханічних технологіях (МЕМС) обмежене їх значними за рівнем шумів [1,2], що зумовлює швидке наростання похибки в часі та обмежений період автономного використання систем орієнтації та керування, побудованих на МЕМС-сенсорах [2,3]. При спостережності дрейфу МЕМС-гіроскопа (ММГ) можлива його компенсація [2]. Основ-

ною причиною наростаючої похибки системи орієнтації на ММГ є низькочастотна складова випадкової складової вихідного сигналу гіроскопа [2]. Її компенсація в часі давала б змогу підвищити точність систем навігації та керування на ММГ та збільшити час їх автономної роботи. Наявність адекватної математичної моделі як самого вібраційного гіроскопу, так і його вихідного сигналу, підвищує якість синтезу системи керування та можливість збільшення точності.

Низькочастотні складові похибки вихідного сигналу ММГ являються випадковими похибками. В літературі широко розглянуті методи компенсації похибок вихідного сигналу ММГ: температурної, часовий тренд, похибок від конструктивних параметрів[4,5,6,7], та ін. Похибки від нестабільності нульового сигналу ММГ в літературі розглянуті недостатньо[8].

Постановка задачі. Для можливості підвищення точності ММГ проаналізуємо частотний склад його нульового сигналу та дослідимо характер та вплив низькочастотних гармонік на його точність.

Аналіз спектрів вихідних сигналів. На прикладі нульових сигналів в декількох реалізаціях, знятих на інтервалі 2,5 години, і їх спектрів (рис.1),

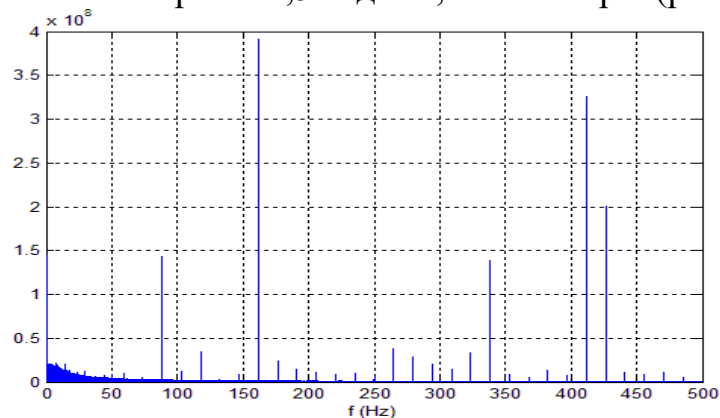


Рис. 1. Спектр нульового сигналу ММГ

розглянемо повторюваність низькочастотних складових нульового сигналу від запуску до запуску.

Аналіз спектрів нульових сигналів для чотирьох реалізацій приведений в табл.1.

Таблиця 1. Характеристики низькочастотних гармонік

Частота, Гц	Амплітуди гармонік в реалізації 1	Амплітуди гармонік в реалізації 2	Амплітуди гармонік в реалізації 3	Амплітуди гармонік в реалізації 4
0.0001	0.7408	0.3459	0.4591	0.3460
0.0002	0.4215	0.2592	0.2452	0.3684
0.0003	0.4547	0.2471	0.1972	0.3014
0.0004	0.1534	0.2074	0.1004	0.2090
0.0005	0.2352	0.0785	0.0487	0.1924
0.0006	0.2143	0.1495	0.1029	0.1187

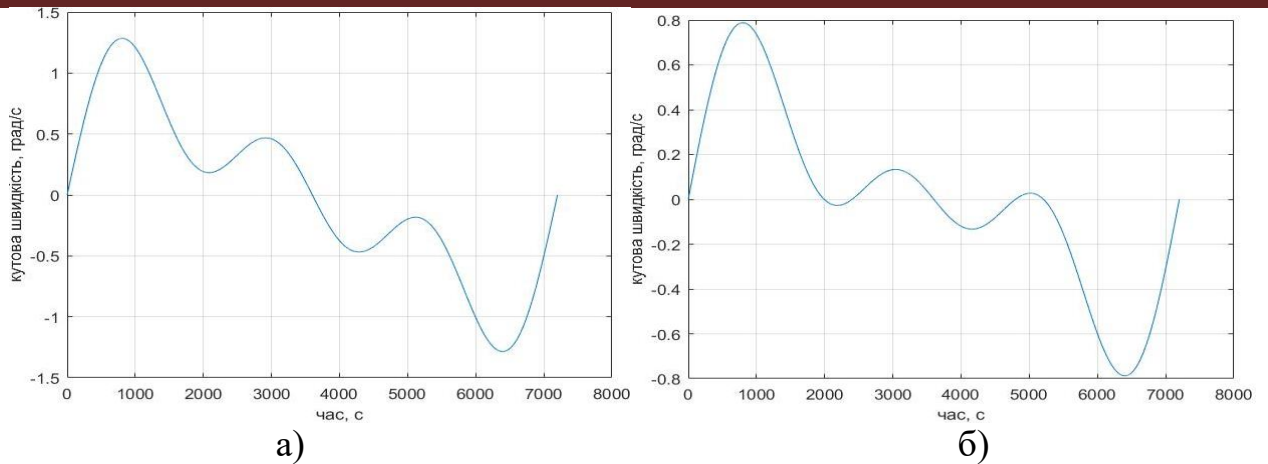


Рис. 2. Змодельовані сигнали з трьох низькочастотних гармонік (а – реалізація 1, б - реалізація 2)

Як видно з аналізу спектрів (табл.), в нульовому сигналі присутні низькочастотні складові, які повторюються (по частоті) в кожній реалізації. Причому декілька з них є переважаючими за амплітудою.

Моделювання нульового сигналу. Змоделюємо нульовий вихідний сигнал з трьох переважаючих за амплітудою низькочастотних гармонік (рис.2-3).

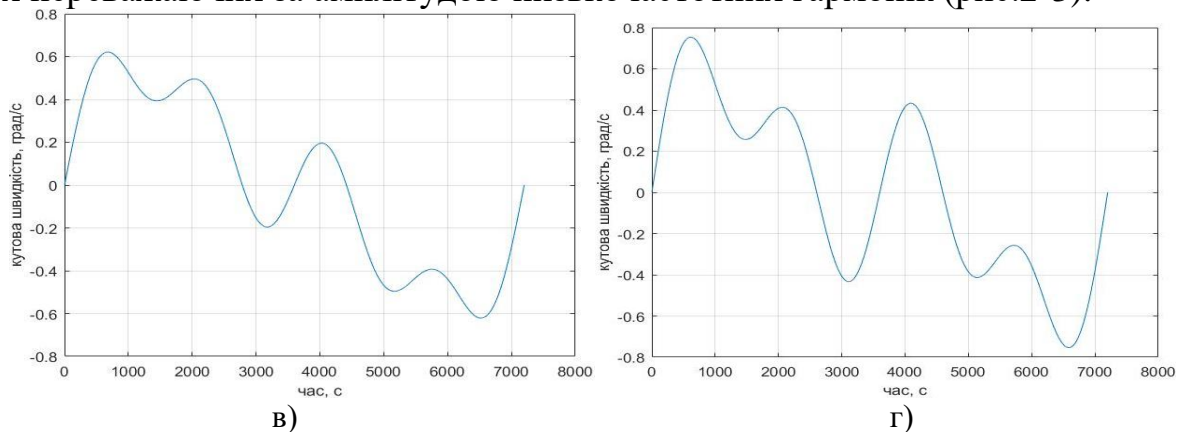
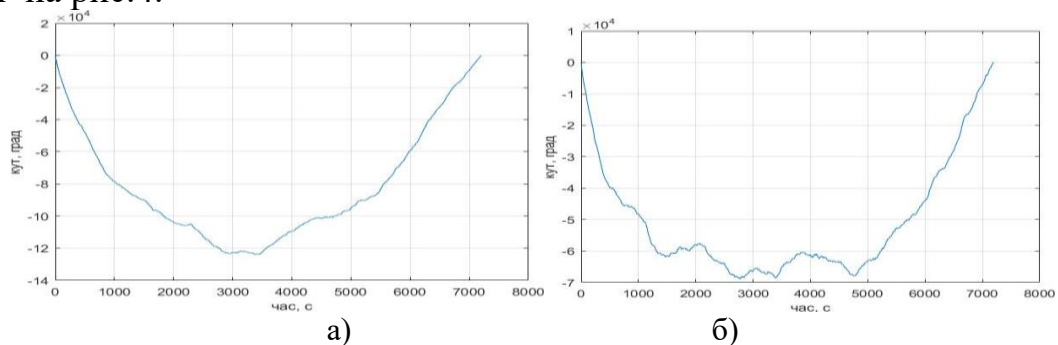


Рис. 3. Змодельовані сигнали з трьох низькочастотних гармонік (в– реалізація 3, г– реалізація 4)

Накопичення похибки при інтегруванні сигналу. Дослідимо вплив низькочастотних гармонік нульового сигналу на точність при використанні ММГ в складі систем навігації, де відбувається інтегрування вихідного сигналу ММГ. Результати інтегрування вихідного сигналу ММГ на нерухомій основі в 4-х реалізаціях показані на рис.4.



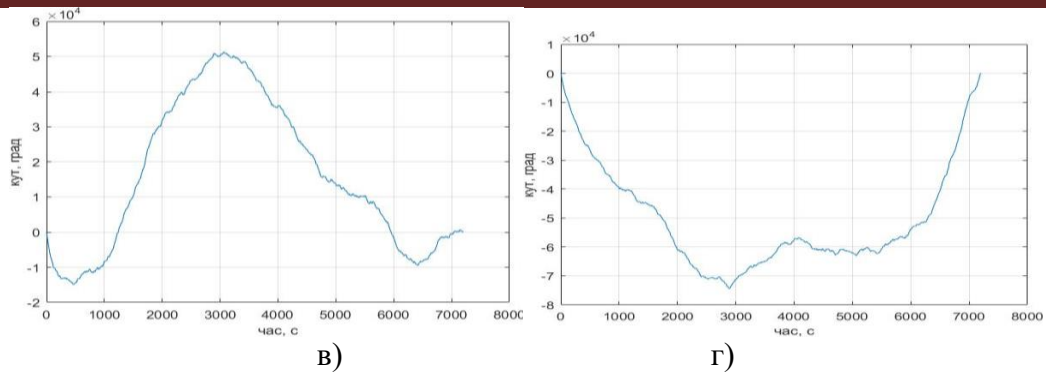


Рис. 4. Вихідні сигнали ММГ після інтегрування (а – реалізація 1, б – реалізація 2, в – реалізація 3, г – реалізація 4).

Як видно з рис.3, інтегрування нульового сигналу ММГ на інтервалі 2,5 год. дає суттєву похибку визначення кута повороту основи.

Порівняємо результати (рис.4) з результатами інтегрування змодельованого переважаючими низькочастотними гармоніками (рис.2-3, табл.1) вихідного сигналу (рис.5).

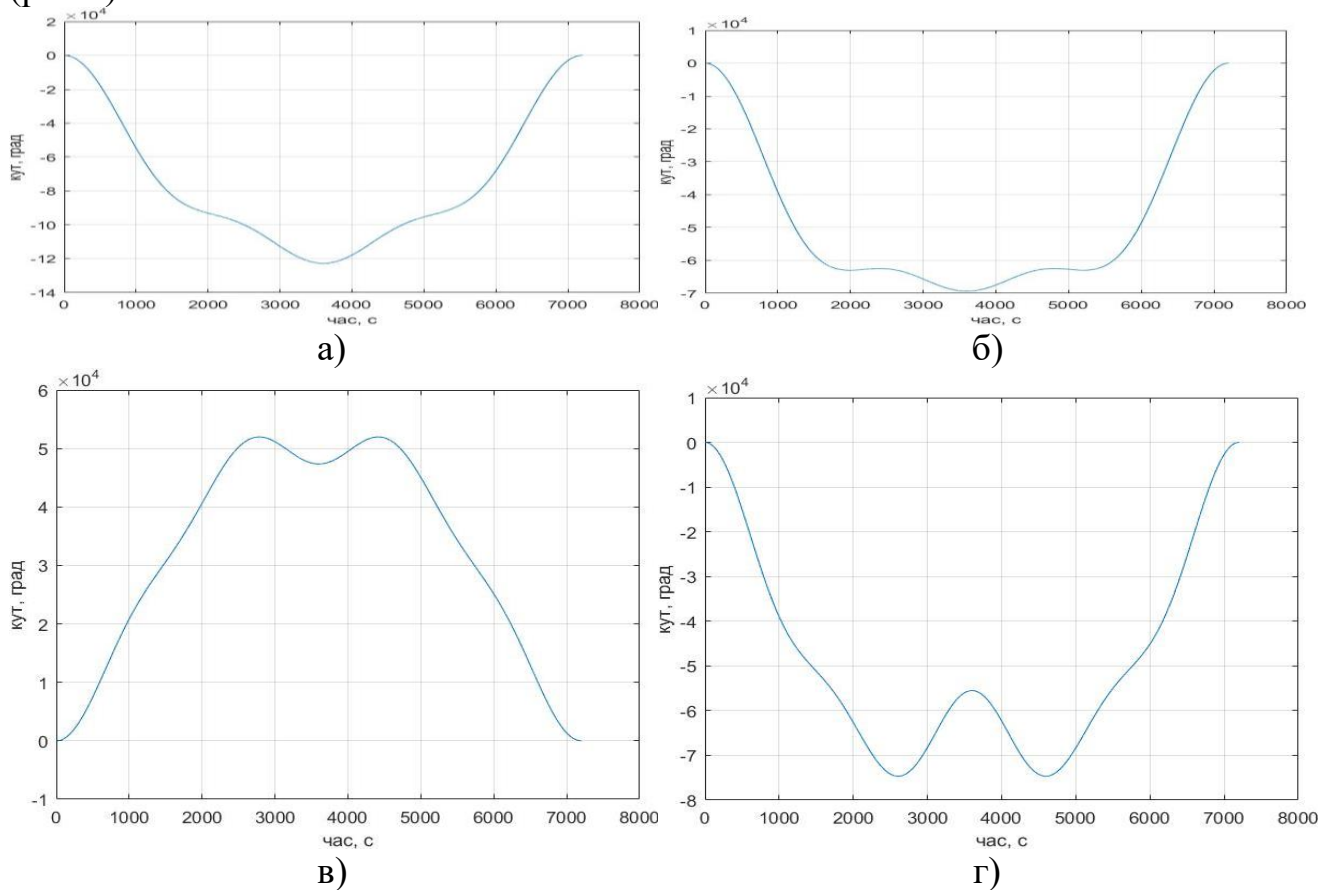


Рис. 5. Змодельовані сигнали після інтегрування (а – реалізація 1, б – реалізація 2, в – реалізація 3, г – реалізація 4)

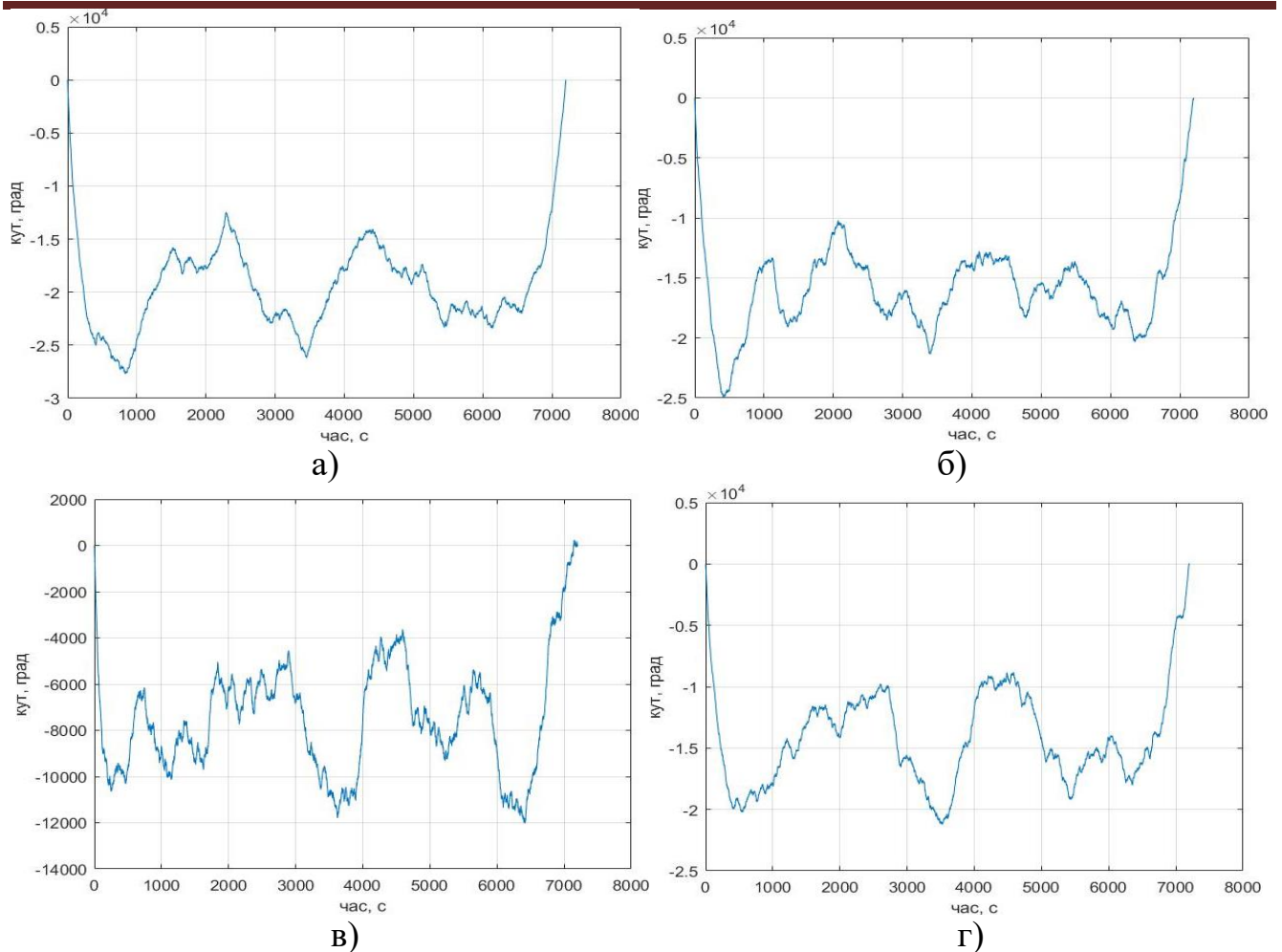


Рис. 6. Зкомпенсовані сигнали 4-х реалізацій після інтегрування
(а – реалізація 1, б – реалізація 2, в – реалізація 3, г – реалізація 4)

Як видно з рис. 4,5 характери реального сигналу(рис.4) та змодельованого (рис.5) низькочастотними гармоніками після інтегрування подібні.

Компенсація низькочастотних гармонік. Здійснимо компенсацію у вихідному сигналі виявлених низькочастотних гармонік. Після інтегрування цей сигнал показаний на рис. 5.

Порівняння результатів похибок гіроскопа без компенсації (рис. 3) та з компенсацією (рис. 5) показує підвищення точності гіроскопа в 5-6 разів, що свідчить про переважаючий вплив низькочастотних складових нульового сигналу.

Висновок. Встановлено та експериментально доведено, що найсуттєвіший вклад в похибку ММГ вносять низькочастотні складові нульового сигналу. Ці складові повторюються за частотою та мають змінювану в запусках амплітуду. Компенсація низькочастотних складових дає змогу суттєво підвищити точність ММГ як сенсора навігаційних систем та систем керування.

Література

1. Chumakin E.A., Mishin A.Y. *The investigation of attitude determination sensors performance for evaluation of their possible use in inertial guidance systems for uninhabited air vehicles//16th St-Peterburg ICINS.-2009.-P.128-133.*

2. Shorin V.S., Nikishin V.B., Panasenko S.Y. Evaluation and compensation of a micromechanical gyro drift in pipeline geometry tool//20th St-Peterburg ICINS.-2014.-P.163-166.
3. Ожог М.В., Прокопович О.В., Рижков Л.М. Малогабаритний стабілізатор на МЕМС-гіроскопі// Гіротехнології, навігація, керування рухом та конструювання авіаційно-космічної техніки.-Тези доп. XVIII наук.-техн. конф. студентів та молодих вчених.-К.-НТУУ «КПІ».-2015.-С.32-33.
4. В. О. Апостолук. Динаміка і похибки мікромеханічних гіроскопів: дисертація к.т.н, НТУУ «КПІ» 1999р.
5. Джашишов В.Э., Панкратов В.М., Лестев А.М., Попова И.В. Температурные и технологические погрешности микромеханических гироскопов // Матер. VII Санкт-Петербургской междунар. конф. по интегрированным навигационным системам (29-31 мая 2000 г.). 2000. С. 60-71.
6. Джашишов В.Э., Лестев А.М., Панкратов В.М., Попова И.В. Влияние температурных и технологических факторов на точность микромеханических гироскопов // Гироскопия и навигация. 1999. № 3. С. 3-16.
7. Барулина М. А. Температурные и технологические погрешности микромеханических гироскопов : Дис. канд. техн. наук : 05.11.03 : Саратов, 2004 173 с.
8. С.Г.Кучерков, Д.И.Лычѳв, А.И.Скалон, Л.А.Чертков. Использование вариаций Аллана при исследовании характеристик микромеханического гироскопа на поворотном стенде: "Гироскопия и навигация" №4 (39), 2002.

УДК 533.6.04

ЗІНЧЕНКО Д.М., ДІДЕНКО Р.Р.

АЕРОДИНАМІЧНИЙ ОБРИС НАДУВНИХ НЕСУЧИХ ПОВЕРХОНЬ ЛІТАКА

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна, email: bystander69@gmail.com

Постановка проблеми. Розвиток конструктивних рішень, спрямованих на оптимізацію експлуатаційних характеристик технічних виробів є основною рисою технічного прогресу сучасної цивілізації. Існуючі нерозв'язані проблеми в проектуванні малих літальних апаратів, зокрема такі як збільшена вага конструкції, недостатня міцність, проблеми в транспортуванні та підготовки до старту є основними чинником, що зумовлюють пошук нових конструктивних рішень в проектуванні літальних апаратів.

Надзвичайно перспективним напрямком є застосування в конструкції літального апарату несучих поверхонь, що формуються наповненими повітрям об'ємами. Таке рішення дозволяє значно зменшити габарити літального апарату під час транспортування, також є наочною можливістю зменшення динамічних навантажень на конструкцію, та, відповідно, зменшення її ваги. Першим літаком, конструкція якого була повністю виконана у відповідності до концепції надувного літального апарату був відомий малий літак спеціального призначення Inflatoplane, спроектований фірмою Goodyear[1]. Літак був виготовлений в кількості 12 екземплярів, успішно проходив різноманітні льотні випробування.

Аналіз останніх досягнень та публікацій. На сьогодні чітко визначилась тенденція щодо застосування надувних несучих поверхонь в конструкції літальних апаратів, призначених для дослідження атмосфери та поверхні планети Марс [2],

[3]. Дослідні зразки проходять успішні випробування, у т.ч. і на великій висоті. Отримані авторами результати задіяні в космічній програмі NASA та військових розробках країн блоку НАТО. В Російській Федерації можливість реалізації надувної несучої поверхні на літальному апараті також сприймається як перспективна задача, про що свідчать ґрунтовні дослідження аеродинамічного конструювання надувних крил, зокрема виконані останнім часом в СіБНДА [4].

Проте наведені приклади мають один суттєвий конструктивний недолік – порушення герметичності конструкції несучої поверхні призводить до неможливості здійснювати подальший політ. Можливим рішенням зазначених проблем є концепція, покладена в основу конструкції літального апарату WooryFly [5] – внутрішні об'єми несучої поверхні негерметичні, але тримають свою форму за рахунок надмірного тиску, що постачається до внутрішніх об'ємів крила через забірники повітря, обладнані вентиляторами. Силовий каркас розташовано в середині крила, інші додаткові джерела опору, окрім спрофільованих забірників повітря в концепції крила відсутні. За даними відкритих джерел, в ході льотних випробувань WooryFly було отримано надзвичайно важливі з точки зору проектування та експлуатації властивості – не неможливість штопору, низький рівень максимального перевантаження конструкції, що дозволяє виконати крило значно легшим за існуючі аналоги, швидке складання-розкладання, малі об'єми в складеному стані. Але слід зазначити, що власне вказаний літальний апарат WooryFly в своєму прямому виконанні не є придатним для вирішення якихось транспортних чи спеціальних задач, оскільки є дослідним одномісним надлегким літаком класу ультралайт. Розглянута концепція лягла в основу досліджень науковців кафедри приладів та систем керування Факультету авіаційних та космічних систем НТУУ «КПІ» [6] [7], що ґрунтовно доводять можливість застосування в конструюванні класичного літального апарату несучої поверхні змішаної конструкції – з жорсткою лобовою та надувною хвостовою частинами, що дозволить поєднати аеродинамічні переваги класичного крила та здатність зменшення зовнішніх навантажень у повністю м'якої несучої поверхні.

Формулювання мети доповіді. Мета нашої роботи полягає у визначенні впливу інших особливостей конструктивного виконання гібридного крила на його аеродинамічні характеристики, а саме відносного кроку надувної секції за розмахом та кута закручення кінцевого перетину крила. Дослідження проводяться широко вживаним методом обчислюваної аеродинаміки, а саме панельно-вихровим методом симетричних особливостей на прикладі відсіку крила з профілем NASA 2412, що застосовується в конструюванні крила літака Cessna 182. Надзвичайно важливим питанням також є оцінка можливості обладнання існуючого парку легких літаків гібридними надувними крилами, що мають геометричні характеристики, ідентичні базовим. Це зумовлено можливістю зменшення навантажень на існуючі конструкції, що експлуатуються та збільшення їх залишкового ресурсу. З цією метою в нашому дослідженні виконаний аналіз зміни аеродинамічних та експлуатаційних характеристик літака Cessna 182, в разі задіяння в компоновці

надувного крила гібридного типу, аналогічне за власною геометрією базовому крилу.

Опираючись на все сказане вище перед нами були поставлені наступні задачі:

За допомогою панельно-вихрового методу визначити вплив конструктивних особливостей компонування крила з секціями, що наповнюються повітрям на аеродинамічні характеристики, оцінити придатність обраного методу для вирішення поставленої задачі;

На підставі отриманих результатів визначити можливі зміни експлуатаційних характеристик літака загального призначення, що може бути отримані в разі застосування надувної несучої поверхні;

За результатами аналізу аеродинамічних характеристик розрахункових моделей крила літака Cessna 182 визначити можливі зміни експлуатаційних характеристик цього літака

Сформулювати рекомендації що до компонування конструктивних елементів крила, що наповнюється повітрям.

Викладення основного матеріалу. В нашому дослідженні в якості основних критеріїв, що визначають придатність конструктивних рішень в компонуванні, приймаються :

Максимальне значення коефіцієнту підйимальної сили $C_y \text{ MAX}$, що визначає мінімальну швидкість польоту V_{MIN} , яка згідно норм льотної придатності [8] залежить від швидкості звалювання V_S :

$$V_{\text{min}} \geq f \cdot V_s$$

$$V_s = \sqrt{\frac{2 \cdot m \cdot g}{\rho \cdot C_{y_{\text{max}}} \cdot S}} \quad (1);$$

Значення похідної коефіцієнту підйимальної сили C_y^α , що також згідно норм льотної придатності [8] визначає рівень перевантаження, що діє на конструкцію літака під час польоту в турбулентній атмосфері:

$$n_y = 1 + A_{V,GS} \cdot C_y^\alpha \quad (2);$$

де: $A_{V,GS}$ – коефіцієнт, що враховує швидкість польоту літака, навантаження на крило, швидкість вертикального пориву вітру та інші зовнішні фактори, не пов'язані із аеродинамікою та визначається згідно [8], п.341(с).

Зміна коефіцієнту лобового опору C_x в польотному діапазоні значень C_y , що визначає зміну потрібної тяги та, відповідно – витрату споживаної енергії, згідно [9]:

$$P_{\text{ПОП}} = \frac{G}{K} = G \cdot \frac{C_x}{C_y} \quad (3);$$

Зміна значення похідної $m_\xi^{C_y}$, що визначає зміну положення аеродинамічного фокусу крила, та, відповідно, можливі додаткові втрати опору через додаткове відхилення балансуєчих поверхонь.

Для розрахункового визначення особливостей впливу конструктивного виконання надувного крила було проведено розрахунок аеродинамічних характеристик відсіку крила з профілем NASA 2412 ([1], стор. 248-249), що було виконано за допомогою панельно-вихрового методу симетричній особливостей, детально описаних в [2],[3]. В якості параметрів було розглянуто відносний розмах надувної секції, що дорівнює 1/3 та 1/2 хорди відсіку. Також було розглянуто варіант із постійною круткою перетинів крила, що дорівнює -5° в кінцевому перетині.

Результати розрахунку у вигляді залежностей коефіцієнту підіймальної сили від кута атаки $C_y=f(\alpha)$, поляри $C_y=f(C_x)$ та залежностей коефіцієнту повздовжнього моменту від коефіцієнту підіймальної сили $m_z=f(C_y)$ подані нижче на рис. 2 – 3. Розрахункові моделі відсіку крила, задіяні в розрахунку, приведені нижче на рис. 1.

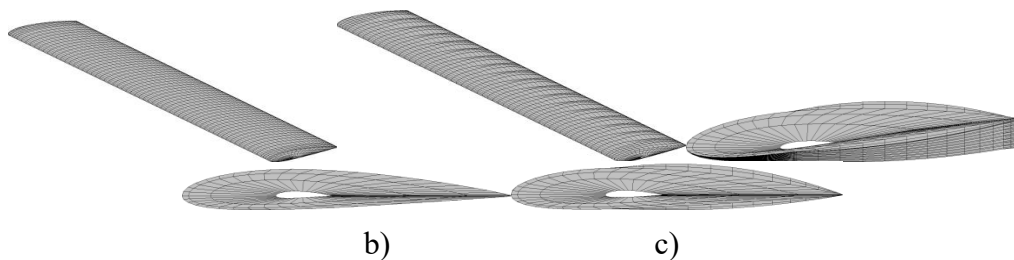


Рис. 1 Розрахункова модель відсіку крила з профілем NASA 2412

$S = .096774 \text{ м}^2$; $b = .127 \text{ м}$; $l = 0.762 \text{ м}$. а – базова модель; б – модель надувного крила; с – модель надувного крила з круткою -5°

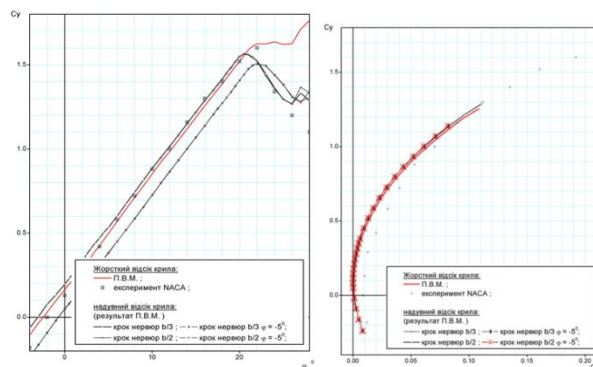


Рис.2 NASA 2412. Залежність $C_y=f(\alpha)$. Відсік крила $\lambda = 6$. $V = 20.6 \text{ м/с}$; $Re = 3.25 \cdot 10^6$.

Порівняння результатів розрахунку та експерименту

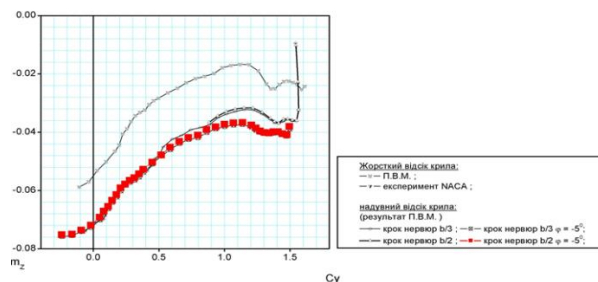


Рис. 4 NASA 2412. Залежність $m_z=f(C_y)$. Відсік крила $\lambda = 6$. $V = 20.6 \text{ м/с}$; $Re = 3.25 \cdot 10^6$.

Порівняння результатів розрахунку та експерименту

Наведене вище порівняння результатів аеродинамічного розрахунку варіантів компонування надувної несучої поверхні дозволяє зробити наступні висновки:

Наведені на рис.2 залежності підйимальної сили, отримані експериментальним та розрахунковим методом, наочнодемонструють практичний збіг результатів, що дозволяє зробити висновок про придатність панельно-вихрового методу для подальшого аналізу впливу конструктивних особливостей надувного крила;

Наявність в конструкції крила відсіків, що надуваються повітрям, незначно зменшують максимальну підйимальну силу, але характер втрати несучих властивостей на кутах атаки, більших за критичний, практично збігається з експериментальними даними, отриманими для жорсткого відсіку крила в НАСА. Це дозволяє зробити висновок про те, що характер пілотування літака з модифікованим профілем практично не зміниться;

Значення похідної $C_{y\alpha}$, що визначає зріст аеродинамічного навантаження на крило при виконання маневрів в експлуатаційному діапазоні кутів атаки лишається незмінним для всіх розглянутих варіантів компонування. Це дозволяє зробити висновок про те, що рівень навантажень на конструкцію та її загальна міцність лишаються незмінною, що дозволяє виконувати модифікацію існуючих літальних апаратів без збільшення ваги конструкції через необхідне місцеве збільшення перетинів силових елементів;

Аеродинамічні поляри як жорсткого, так і надувного відсіку крила, наведені на рис. 3, практично не відрізняються одне від одного. Це дозволяє зробити висновок про те, що модифікація конструкції вже існуючих літаків шляхом встановлення несучої поверхні, що надувається потоком повітря не потребуватиме встановлення більш потужного двигуна та інших ґрунтовних переробок конструкції.

Залежність коефіцієнту повздовжнього моменту від коефіцієнту підйимальної сили $mZ = f(C_y)$, наведена на рис. 4, демонструє тотожність характеристик стійкості для всіх досліджених варіантів відсіку крила, наведених на рис.1. Це дозволяє зробити висновок про можливість застосування прийнятих методик проектування оперення нового літака з надувним крилом.

Висновки. За результатами математичного моделювання розрахункових моделей можна окреслити наступні загальні рекомендації що до формування аеродинамічного абрису несучих поверхонь літака, що наповнюються потоком повітря в русі:

Відносний крок за розмахом надувних секцій крила повинен знаходитись в межах від 1/2 до 1/3 місцевої хорди крила. Зменшення цього параметру призведе як до ускладнення та збільшення ваги конструкції крила, так і до зросту лобового опору;

До модифікації крила в варіант з надувними секціями найбільш придатні аеродинамічні профілі класичних серій розробки ЦАГІ або НАСА, що застосовуються в конструкції літаків загального призначення мають геометрію контуру хвостової частини, наближену до прямої лінії;

Зміна геометрії задньої частини поверхні крила за рахунок збільшення об'єму секцій, що наповнюються повітрям, не призводить до відчутної зміни аеродинамічних характеристик крила літака. Закручування кінцевих перетинів крила, спричинене більшою еластичністю надувного крила незначно зменшує максимальну підймальну силу, але забезпечує плавний характер процесу відриву потоку з поверхні крила, збільшує на 4..5 градусів значення критичного кута атаки α . Для літаката сприяє покращенню рівня безпеки при виконанні польотів;

Застосування в конструкції літака крила надувних елементів, що відповідають вимогам, наведеним в п.1, п.2 цих висновків не збільшує рівень аеродинамічних навантажень на конструкцію та, відповідно не збільшує її вагу;

Застосування в конструкції літака крила надувних елементів, що відповідають вимогам, наведеним в п.1, п.2 цих висновків не збільшує рівень лобового опору літака та, відповідно, не потребує застосування більш потужної силової установки;

Застосування в конструкції літака крила надувних елементів, що відповідають вимогам, наведеним в п.1, п.2 цих висновків не змінює режим балансування літака в експлуатаційному діапазоні швидкостей польоту та не потребує зміни методичного апарату при проектуванні засобів стабілізації та керування рухом.

Запропоновані несучі поверхні в якості модифікації можуть бути встановлені на вже існуючі літаки загального призначення замість штатних несучих поверхонь класичного типу, що втратили свій ресурс або зазнали пошкоджень та непридатні до ремонту.

Література.

1. http://en.wikipedia.org/wiki/Goodyear_Inflatoplane
2. Simpson, A.D., et. al., "BIG BLUE: A High-Altitude UAV Demonstrator of Mars Airplane Technology," IEEE Aerospace Conference, Big Sky, MT, March 6-10, 2005.
3. Simpson A., J.D. Jacob, S.W. Smith, O. Rawashdeh, J.E. Lump and W.T. Smith, "BIG BLUE II: Mars Aircraft Prototype with Inflatable-Rigidizable Wings" AIAA- 2005-0813, AIAA Aerospace Sciences Meeting, Reno, NV, Jan 10-13, 2005.
4. Зверьков И.Д. Изучение свойств крыла с волнистой поверхностью и его применение для создания новых образцов малоразмерных летательных аппаратов. Диссертация на соискание ученой степен. док. техн. наук. Новосибирск, 2013.
5. <http://fly.woopyjump.com/index.php/fr/definition-du-woopy-fly.html>
6. Исследования аэродинамических характеристик гибридного крыла// МГС, вип.28, 2014, с.117-125 / ортамевзи Гюркан, Д.Н. Зинченко// МГС. – 2014. – №28. – С. 117–125.
7. «Wing with Soft Skin: Effectiveness and Assesment» Universal Journal of Aerodynamics 3 (2015), 34-40 www.papersciences.com
8. *Авиационные Правила-23 –Нормы летной годности гражданских легких самолетов –1993.*

УДК 629.7

ЗОРЕНКО А.І., ВІРЧЕНКО Г.А.

КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ КОНСТРУКЦІЇ ПЛАНЕРА ЛІТАКА

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна

Постановка проблеми. За останні 10-15 років у розвинутих країнах світу набуло широке застосування різноманітних безпілотних літальних апаратів (БПЛА), область практичного використання яких є доволі багатоплановою як для цивільного, так і для військового призначення.

Під час експлуатації даних літальних апаратів виникає цілий ряд труднощів. На сьогоднішній день звичайні БПЛА потребують, як правило, відкритих площадок для забезпечення зручного зльоту та посадки, а також прискорювачів і засобів катапультного старту, а після парашутної посадки доволі часто проведення певних ремонтних робіт. Також варто зазначити про обмежені можливості польоту БПЛА в умовах міста та на пересічній місцевості. Нині на вирішення окреслених задач витрачається багато різноманітних ресурсів (матеріальних, фінансових тощо). Тому питання підвищення льотно-технічних характеристик БПЛА зараз є достатньо актуальними.

Формулювання мети доповіді. З метою успішного розв'язання наведених задач було розроблено проект БПЛА з об'єднанням прямого та аروحного крила, зображеного на рисунку 1. Це забезпечує виконання вертикального зльоту та посадки на непідготовленій місцевості, а після зльоту дозволяє розвивати більшу швидкість горизонтального польоту, ніж інші схеми БПЛА.

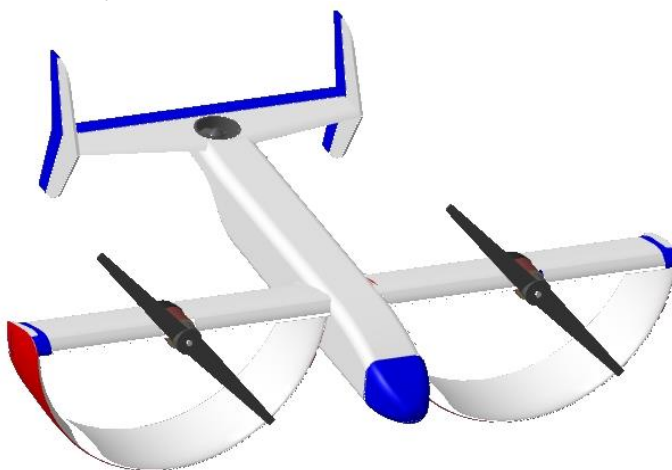


Рис. 1. Загальний вигляд БПЛА з прямим та аروحним крилом

Викладення основного матеріалу. У виконаному дослідженні перед розрахунками зроблений був аналіз аналогів. Було розглянуто Custer CCW-5 - двомоторний літак з крилами аروحної конструкції, із штовхаючими двигунами. Третій і останній літак із серії Custer Channel Wing та Виріб-181 - експериментальний літальний апарат, що був розроблений в АНТК імені Олега Антонова. Особливістю літака є незвична форма крил аروحної конструкції. Після аналізу цих двох літаків було прийнято рішення, щодо удосконалення такої схеми, а саме зроблено об'єднання двох схем та змінивши оперення та форму фюзеляжу. [1]

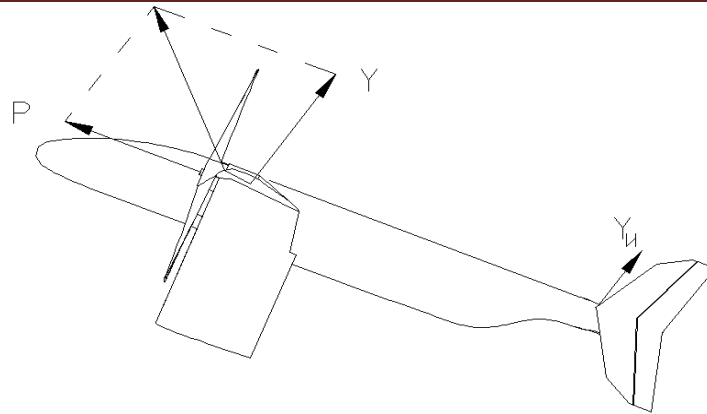


Рис. 2. Положення безпілотного літального апарата при злеті.

При злеті хорда крила літального апарата знаходиться під кутом 40 градусів відносно землі, при такому положенні сила від тяги гвинта направлена вздовж хорди крила, підймальна сила перпендикулярна крилу, а результуюча сила направлена вгору, це і дасть змогу злітати вертикально. Після підйому та набирання висоти, ніс літака опуститься, при цьому хорда крила буде паралельна землі і літак перейде в горизонтальний політ. Положення при злеті показано на рис. 2.

Розраховано злітну масу у першому наближенні, для цього було розраховано масу кожної частини БПЛА. Розраховано число Рейнольдса [2].

Проведено підбір аеродинамічного профілю для прямого та арочного крила. Для цього було розглянуто 3 профілі марки NASA серій 23009, 23012 та 23016 по кожному з цих профілів побудовано графіки їх аеродинамічних характеристик та після порівняння залишено один профіль для прямого та арочного крила, а саме профіль марки NASA серії 23012. [3] Також для горизонтального та вертикального оперення обрано цей профіль. Визначені геометричні розміри крила, оперення, фюзеляжу. Зроблено загальне креслення літального апарату та представлено у вигляді креслення з описом всіх зовнішніх розмірів.

Розраховано лобовий опір літального апарата який представлений у вигляді графіка, після розраховано аеродинамічні характеристики ізольованого крила та представлені у виді графіків, результати аеродинамічного розрахунку підтвердили очікування. [4] Результати аеродинамічного розрахунку представлені на рисунках 3-4.

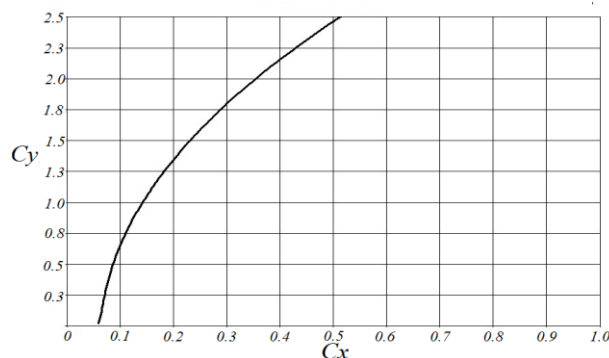


Рис. 3. Поляра ізольованого крила

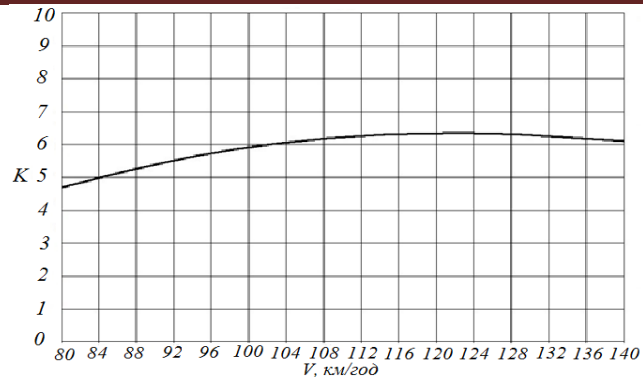


Рис. 4. Залежність аеродинамічної якості БПЛА від швидкості.

Розраховано і побудовано діаграму наявних та потрібних потужностей, по результатам якої було розраховано криві надлишкових потужностей. [5]

По результатам описаних вище розрахунків було побудовано графік швидкостей та перевантажень зображений на рисунку 5, з якої видно, що найбільші навантаження будуть діяти при максимальній маневреній швидкості, по якому розраховано зовнішні навантаження. [6] В останньому розділі проводився розрахунок і проектування частин БПЛА. Побудована комп'ютерна модель БПЛА з тонкостінного матеріалу, та по результатам розрахунків побудовано силовий набір для частин БПЛА. В завершенні роботи було проведено перевірочний розрахунок під навантаженням та удосконалено модель. [7]

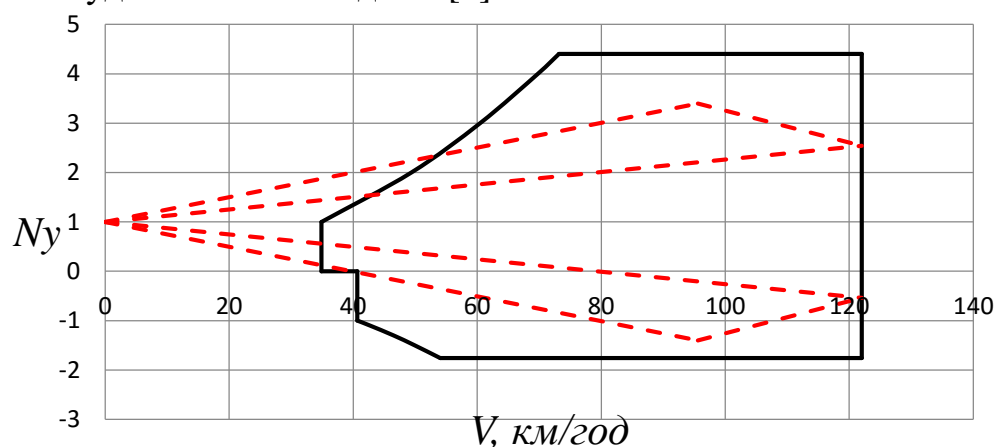


Рис. 5. Діаграма швидкостей та перевантажень

Висновки. Було проведено аеродинамічне проектування і розрахунок конструктивно силової схеми планета безпілотної літальної апарата. Проаналізовано аналоги, виявлено їх основні проблеми. Описано вибір схем та параметрів БПЛА. Описаний метод аеродинамічного розрахунку, а його результати представлені у виді графіків. По результатам аеродинамічного розрахунку було розраховано конструктивно силовий набір планера літальної апарата. Побудова комп'ютерну модель конструкції та проведено перевірочний аналіз.

Надалі схема може бути реалізована для розробки БПЛА та застосування як у цивільних, так і військових цілях на непідготовленій місцевості.

Література.

1. Бадягин А. А., Мухамедов Ф. А. Проектирование легких самолетов. – М.: Машиностроение, 1978. – 208 с.
2. Глаголев А. Н. Конструкция самолетов. – М.: Машиностроение, 1975. – 480 с.
3. Кан С. Н., Свердлов И. А. Расчет самолета на прочность. – М.: Машиностроение, 1966. – 264 с.
4. В.П. Ветчинкин. Конструкция и расчеты самолета на прочность. – М.: Машиностроение, 2013. – 574 с.
5. Бенуа Ю. Ю., Корсаков В.М. Суда на воздушной подушке. – Л.: Судпромгиз, 1962. – 415 с.
6. Норми льотної придатності АП-23 <http://aviadocs.net/docs/>
7. Николаев Н. И. Летающий вездеход. – М.: Воениздат, 1963. – 104 с.

ДК 681.5.015.4

ІВАНОВ С.В., ОЛІЙНИК П. Б., ТЕУТ В.М.

ІДЕНТИФІКАЦІЯ ПАРАМЕТРІВ МАТЕМАТИЧНОЇ МОДЕЛІ СУДНА

Національний технічний університет України «КПІ», Київ, Україна, marinex@inbox.ru

Постановка проблеми. Для автоматизації процесу налаштування автостернового перш за все необхідно визначити параметри моделі судна. Ці параметри можна розрахувати за формулами з довідника [1] або визначити за результатами випробувань у дослідному басейні. Однак, оцінка за згаданими формулами є доволі грубою, а дані, отримані в дослідному басейні, не можуть охоплювати всі можливі випадки, що виникають в рейсі. Отже, виникає необхідність ідентифікувати параметри моделі судна, причому, виходячи з умов роботи автостернового, така ідентифікація повинна бути автоматичною.

Аналіз останніх досягнень та публікацій. Вирішенню задачі автоматичної ідентифікації параметрів судна присвячено ряд публікацій [2, 3 та ін.], зокрема і автора даної роботи [4]. Однак наведені в них підходи мають ряд недоліків, найбільш значним з яких є їх низька точність (наприклад, похибка визначення сталої часу судна в процесі моделювання – 10 %).

Мета доповіді. Розробити підхід, що забезпечить ідентифікацію параметрів моделі Номото і збурення при активному управлінні рухом судна, і розрахований на застосування в умовах ходових випробувань.

Ідентифікація параметрів моделі Номото першого порядку. Модель Номото першого порядку, що враховує динаміку приводу стерна, має вид

$$\begin{cases} \dot{\Psi} = \omega \\ \dot{\omega} = -\mu\omega + \mu k \delta_c + m_d \\ \dot{\delta}_c = -\mu_g \delta_c + \mu_g u \end{cases} \quad (1)$$

де Ψ – кут рискання; ω – кутова швидкість рискання; μ_g – величина, обернена сталій привода (відома з документації на судно); u – задавальна дія; m_d – збурюючий момент, що діє на судно (високочастотними збуреннями знехтувано, тобто в m_d входять лише сталі та низькочастотні збурення у виді білого шуму), ω_y – ку-

това швидкість судна; k – коефіцієнт передачі; δ_c – кут перекладки стерна; $\mu=1/T$ – величина, обернена сталій часу судна T . Компоненти вектора стану моделі X : кут рискання Ψ , кутова швидкість рискання ω , кут перекладки стерна δ_c . Для ідентифікації використано рух зигзагом, управління судном – кусочно-стале [2]:

1) в момент перемикавання управління судном з $+u_p$ на $-u_n$ вектор стану системи (4) $X_p = (\Psi_p \ \omega_p \ \delta_{cp})^T$;

2) в момент перемикавання управління судном з $-u_n$ на $+u_p$ вектор стану системи (4) $X_0 = X_n = (-\Psi_n \ -\omega_n \ -\delta_{cn})^T$.

Оцінки збурюючого моменту та коефіцієнта передачі визначаються формулами $\hat{m}_d = \mu \frac{u_n \omega_p - u_p \omega_n}{u_n + u_p}$, $\hat{k} = \frac{\omega_n + \omega_p}{u_n + u_p}$; оцінка сталої часу з графіку перехідного процесу

після перемикавання сигналу управління $T = \frac{1}{\mu} = t_x / \ln \left(\frac{\omega_p + \omega_n}{\omega_n - \omega_x} \right)$, де $t_x = 0,3 \cdot t_n$, t_i – час, протягом якого управління стало і дорівнює u_p . Похибка визначення параметрів моделі за наведеними формулами при прикладанні сталого збурення $\geq 6,5\%$.

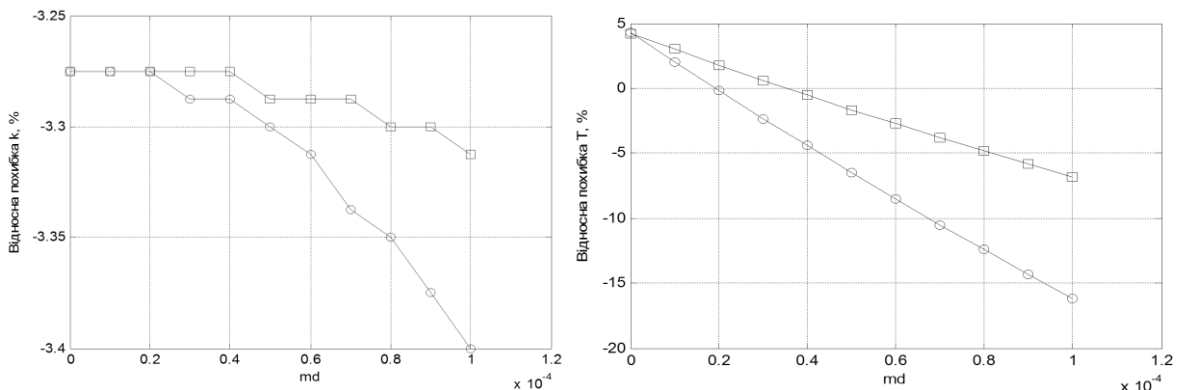


Рис. 1. Відносні похибки визначення k і T : \circ – без зворотного зв'язку, \square – зі зворотнім зв'язком

Для підвищення точності ідентифікації автором запропоновано на вхід привода стерна, крім керуючої дії u через аперіодичну ланку зі сталою часу, приблизно рівною періоду зигзагу, подати сигнал оцінки збурюючого моменту, обчисленої за показаною вище формулою. Похибки визначення параметрів моделі судна у випадку відсутності та застосування від'ємного зворотного зв'язку наведено на рис. 1.

Як видно з рис. 1, застосування такого зворотного зв'язку дозволяє зменшити похибки визначення k та T та розширити діапазон значень m_d , за яких НМП дає прийнятну похибку (похибки ідентифікації ε_T , ε_{m_d} та ε_k обчислено відносно істинних значень параметрів моделі). Однак при ідентифікації параметрів судна

виникає тривалий перехідний процес, час якого можна суттєво зменшити, зменшивши коефіцієнт підсилення в зворотному зв'язку k_{33} . З точки зору відношення (похибка оцінки)/(тривалість перехідних процесів), оптимальним є застосування зворотного зв'язку з $k_{33}=0.7..1.2$.

Для визначення дійсного значення збурюючого моменту m_d за його оцінкою \hat{m}_d можна скористатись евристиккою: оскільки причиною виникнення перехідного процесу за величиною m_d в системі є спроба компенсувати збурюючий момент за рахунок зворотного зв'язку, то умовою згасання перехідного процесу є рівність оцінки \hat{m}_d і різниці m_d та компенсуючого моменту $k_{33}\hat{m}_d$. Оцінка m_{d0} значення збурюючого моменту m_d визначається формулою:

$$m_{d0} = \hat{m}_d(1 + k_{33}) \quad (2)$$

Похибка оцінки m_{d0} за формулою (2) не більше 8%. Прийнятність такої похибки на практиці слід оцінювати в кожному випадку окремо.

Ідентифікація параметрів моделі Номото другого порядку. Для моделі Номото другого порядку

$$\begin{cases} \dot{\Psi} = \omega \\ \dot{\omega} = \varepsilon \\ \dot{\varepsilon} = -(\mu_1 + \mu_2)\varepsilon - \mu_1\mu_2\omega + k\mu_1\mu_2(1 - \mu_g/\mu_\beta)\delta_c + k(\mu_1\mu_2\mu_g/\mu_\beta) \cdot u + m_d \\ \dot{\delta}_c = -\mu_g\delta_c + \mu_g u \end{cases} \quad (3)$$

де μ_i – величини, обернені до сталих часу об'єкту ($\mu_i = 1/T_i$); k – коефіцієнт передачі; ε – кутове прискорення судна на курсі, а решту параметрів описано вище, оцінку коефіцієнту підсилення та збурюючого моменту визначимо за формулами:

$$\hat{k} = \frac{\omega_n + \omega_p}{u_n + u_p}, \quad \hat{m}_d = \frac{\mu_1\mu_2(-u_p\omega_n + u_n\omega_p)}{u_n + u_p} \quad (4)$$

Для визначення сталих часу T_i запропоновано таку процедуру:

1. Вихід на сталий зигзаг – один-два періоди.
2. Після закінчення періоду зигзагу стерно фіксується у положенні δ_p , і судно виконує поворот протягом одного-двох періодів зигзагу (поки не згасне перехідний процес за кутовою швидкістю судна).
3. Судно повертається на заданий курс.
4. За запропонованим нижче НМП з вимірних значень курсу та кутової швидкості визначають невідомі параметри моделі.

Розвиток автором відомого НМП полягає в тому, що як наслідок з граничних теорем перетворення Лапласа, при відомій перехідній функції $h_0(t)$ для визначення коефіцієнтів передаточної функції виду $H(s) = \frac{b_0 + b_1s + \dots + b_ms^m}{1 + a_1s + \dots + a_ns^n}$ можна скла-

сти систему лінійних рівнянь

$$(-1)^r b_r + K_{r-1}a_1 - K_{r-2}a_2 + \dots + (-1)^{r-1} K_0 a_r = K_r, \quad r = \overline{1, n}, \quad (5)$$

де $K_i = \lim_{t \rightarrow \infty} h_i(t)$, $h_i(t) = \int_0^t (K_{i-1} - h_{i-1}(\tau)) d\tau$, $i = \overline{1, n}$.

Для розв'язання системи рівнянь (5) слід скористатись вимірними даними $h_r(t)$, які є реакцією на ступінчасту вхідну дію (з моменту фіксації положення стерна). Приведена до стандартного виду перехідна функція визначається формулою:

$$h_0(t) = \frac{h_r(t) - \min h_r(t)}{u_n + u_p} \quad (6)$$

Далі, використавши дані (6), слід скласти систему рівнянь (5), і з неї визначити коефіцієнти передаточної функції судна $b_0 = k$, $b_1 = kT_3$, $a_1 = T_1 + T_2$, $a_2 = T_1 T_2$, і, відповідно, сталі часу. Збурюючий момент слід визначити за формулами (4). Як показало моделювання, запропонований НМП дозволяє визначити коефіцієнти b_0 , a_1 та a_2 , оцінки сталих часу \hat{T}_1 , \hat{T}_2 і збурювального моменту \hat{m}_d з точністю до 5%. Для визначення з прийнятною точністю $b_1 = kT_3$ можна запропонувати вибрати декілька точок в околі моменту переключення стерна на кут u_p і визначити \hat{T}_3 безпосередньо з системи (3).

Висновки. В роботі описано підхід до ідентифікації параметрів моделі судна та квазістаціонарного збурення, що діє на нього, при ходових випробуваннях судна – шляхом використання додаткового від'ємного зворотного зв'язку для компенсації дії збурення за його оцінкою, а також повороту судна (для ідентифікації параметрів моделі другого порядку). Це дозволяє при зменшенні необхідного часу експерименту (ходу судна зигзагом або повороту) та об'єму обчислень оцінити параметри моделі судна та збурення, що діє на нього, з точністю не гірше 5%.

Слід зазначити, що при русі в обмежених умовах рейсу активне управління рухом у вигляді виконання зигзагу або повороту непридатне, і для ідентифікації параметрів моделі судна слід застосувати інший підхід, описаний, зокрема, в [5].

Література

1. *Справочник по теории корабля: в 3-х т. Т. 3. Управляемость водоизмещающих судов. Гидродинамика судов с динамическими принципами поддержания.* / под. ред. Я.И. Войкутинского. – Л.: Судостроение, 1985. – 544 с.
2. Юдин Ю.И. Метод расчёта параметров математической модели судна / Ю.И. Юдин, А.Н. Гололобов, А.Г. Степахно // Вестник МГТУ. – 2009. – т. 12, №1. – с. 5–9.
3. Пелевин А.Е. Идентификация параметров модели морского подвижного объекта при периодическом движении с активным управлением // Гироскопия и навигация. – 2008. – № 4 (63). – с. 29–44.
4. Олійник П.Б. Побудова математичної моделі системи керування судном на основі ідентифікації параметрів судна з метою визначення законів керування / П.Б. Олійник, В.М. Теут // Системи управління, навігації та зв'язку. – 2010. – № 1 (13). – с. 28–36.
5. Ivanov S. V. Identification of ship model and disturbance parameters using spectral analysis / S. V. Ivanov, V. M. Teut, P. B. Oliynyuk // Journal of Chinese Inertial Technology. – 2013. – № 3. – p. 341–346.

МЕТОД КЕРУВАННЯ РЕЗОНАНСНИМ ВОЛОКОННО-ОПТИЧНИМ ГІРОСКОПОМ

Вступ. Щоб позбутися складних контурів аналогових схем, які традиційно використовуються в резонаторних волоконно-оптичних гіроскопах (РВОГ), та відповідно до вимог високої точності, а також малого розміру був розроблений метод керування з використанням цифрової модуляції.

Грунтуючись на ефекті Саньяка резонаторний волоконно-оптичний гіроскоп має потенціал високоточного датчика кутової швидкості [1,2]. Модуляція сигналу та техніка фіксування має вирішальне значення в РВОГ. Деякі техніки фазової модуляції були запропоновані, наприклад, синусоїдальна [3] та серродінного перетворювача частоти [4], які вигідно мінімізують РВОГ систему. Тим не менш, для синусоїдальної техніки важко позбутися похибки, яка викликана Релеївським розсіюванням [5,6]. Техніка серродінної фазової модуляції викликає похибку при вимірюванні кутової швидкості із-за зміщення центральної частоти лазерного діода на 2π [7].

В даній статі пропонується РВОГ, оснований на техніці трикутної фазової модуляції. В порівнянні з серродінною модуляцією техніка трикутної модуляції може зменшити похибку вихідного сигналу оскільки не має скидання в нуль. Також теоретичний аналіз показує, що трикутна модуляція краще ніж синусоїдальна модуляція в зменшенні шумів викликаних Релеївським розсіюванням.

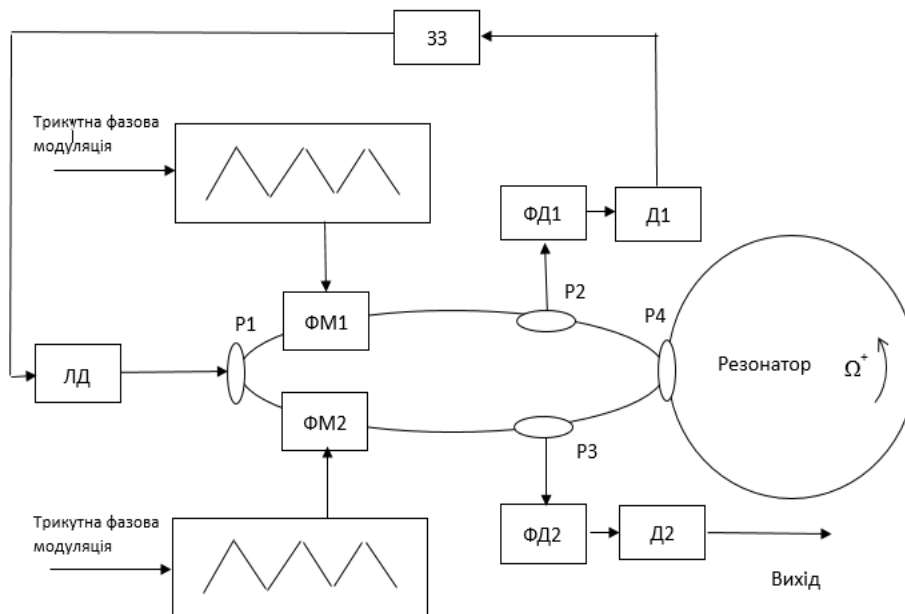


Рис.1. Схема РВОГ на основі техніки трикутної модуляції: ЛД – (лазерний діод) джерело випромінювання; ФМ - фазовий модулятор; Р -розгалужувач; ФД – фотодетектор; Д - демодулятор; ЗЗ – зворотній зв'язок;

Принцип роботи. Рис.1 ілюструє конфігурацію системи в РВОГ на основі техніки фазової модуляції трикутними хвилями. Коефіцієнт зв'язку розгалужувачів P1,2,3 дорівнює 0,5. Коефіцієнт зв'язку розгалужувача P4 рівний 0,05. Довжина та частота хвилі лазерного діода ЛД – 1550 нм та 60кГц, відповідно. Світло з лазера ділиться на два пучки на першому розгалужувачі і кожен промінь модулюється фазовими модуляторами ФД1 та ФД2. Після промені потрапляють в волоконно-оптичний резонатор де один рухається за годинниковою стрілкою а інший проти неї. Далі ці два сигнали зчитуються фотодетекторами ФД1 та ФД2. Сигнал хвилі, яка рухалась за годинниковою стрілкою демодулюється і отриманий сигнал використовується для синхронізації центральної частоти лазера за допомогою зворотного зв'язку. Сигнал хвилі, яка рухалась проти годинниковою стрілкою демодулюється на демодуляторі Д2 і вихідний сигнал являється пропорційним кутовій швидкості.

Вихідний сигнал лазерного діода може бути записаний як:

$$E_l(t) = E_0 \exp[j(2\pi f_c t + \varphi_0)] \quad (1)$$

де E_0 - амплітуда лазера, f_c – центральна частота лазера і φ_0 – це початкова фаза. Коли фаза проміння, який рухається за годинниковою стрілкою модульована перед тим як цей промінь попав до резонатора, напруженість електричного поля на вході в оптичний резонатор дорівнює:

$$E_{вх} = \frac{\sqrt{(1 - \alpha_{p1})(1 - \alpha_{p3})(1 - \alpha_{\Phi M2})}}{2} E_0 \exp\{j[2\pi f_c t + KV_1 v(t) + \varphi_0]\} \quad (2)$$

де α_{p1} і α_{p3} – втрати інтенсивності на розгалужувачах P1 та P3, $\alpha_{\Phi M2}$ – втрати на фазовому модуляторі ФМ2, $v(t)$ – напруга модуляції прикладена на ФМ2, V_1 – амплітуда модуляції, K – параметр, який залежить від структури ФМ2. Індекс фазової модуляції приймемо за $M_p = KV_1$. Рис.2 показує форму сигналу трикутної хвилі $v(t)$, також він може бути записаний як:

$$v(t) = \begin{cases} 4F \left(t - \frac{q}{F} - \frac{1}{4F} \right) \left[\frac{q}{F} < t \ll \left(q + \frac{1}{2} \right) \frac{1}{F} \right] \\ -4F \left(t - \frac{q}{F} - \frac{3}{4F} \right) \left[\left(q + \frac{1}{2} \right) \frac{1}{F} < t \ll \left(q + 1 \right) \frac{1}{F} \right] \end{cases} \quad (3)$$

де F – це частота модуляції трикутної хвилі та q – ціле число.

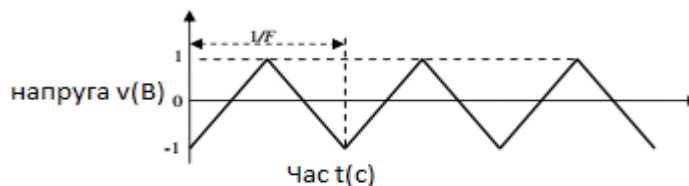


Рис.2. Форма сигналу

Використовуючи ряд Фур'є, рівняння (2) може бути записане як:

$$E_{\text{вх}} = \sqrt{\frac{(1-\alpha_{p1})(1-\alpha_{p3})(1-\alpha_{\text{ФМ2}})}{2}} E_0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n \exp\{j[n2\pi Ft + 2\pi f_c t + \varphi_0]\} \quad (4)$$

де A_n може бути записано як:

$$A_n = \begin{cases} \frac{1}{2} \exp(3jM_p) & \left(n = -\frac{2M_p}{\pi}\right) \\ \frac{1}{2} \exp(-jM_p) & \left(n = \frac{2M_p}{\pi}\right) \\ \frac{2M_p j [\exp(-jM_p) - \exp(jM_p - n\pi j)]}{4M_p^2 n^2 \pi^2} & (\text{інше}) \end{cases} \quad (5)$$

Використовуючи метод приведеній в джерелах [8,9], напруженість електричного поля на виході резонатора може бути записане як:

$$E_{\text{вих}} = \sqrt{\frac{(1-\alpha_{p1})(1-\alpha_{p3})(1-\alpha_{\text{ФМ2}})}{2}} E_0 \exp(j\varphi_0) \sum_{n=-\infty}^{\infty} A_n \exp(j2\pi f_n t) h_n \exp(j\phi_n) \quad (6)$$

Вихідний сигнал на фотодетекторі ФД1 може бути записаний як:

$$\begin{aligned} V_{\text{ФД-вих}} &= \frac{1}{2} (1 - \alpha_{p2}) N \left(E_{\text{вих}}(t) E_{\text{вих}}^*(t) \right) = \frac{1}{2} (1 - \alpha_{p2}) N E_{\text{вих}}(t) E_{\text{вих}}^*(t) \quad (7) \\ &= P \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{n'=-\infty}^{\infty} A_n(M_p) A_{n'}^*(M_p) \exp\{j2\pi(n - n')Ft\} h_n h_{n'} \exp[j(\phi_n - \phi_{n'})] \end{aligned}$$

де N – коефіцієнт фотоелектронної трансформації фотодетектора ФД1 та параметр P може бути записаний як:

$$P = \frac{1}{8} (1 - \alpha_{p1})(1 - \alpha_{p2})(1 - \alpha_{p3})(1 - \alpha_{\text{ФМ2}}) N I_0 \quad (8)$$

де I_0 – вихідна інтенсивність лазера. Демодульований сигнал отриманий із кореляції $V_{\text{ФД-вих}}$ та синхронізуючого квадратного сигналу $S(t)$, де $S(t)$ може бути записано як:

$$S(t) = \begin{cases} 1 & \left[\frac{q}{F} < t \ll \left(q + \frac{1}{2}\right) \frac{1}{F}\right] \\ -1 & \left[\left(q + \frac{1}{2}\right) \frac{1}{F} < t \ll \left(q + 1\right) \frac{1}{F}\right] \end{cases} \quad (9)$$

Демодульований сигнал приймає вид:

$$V_d = DF \int_0^{1/F} V_{\text{ФД-вих}} S(t) dt = DF \left(\int_0^{1/(2F)} V_{\text{ФД-вих}} dt - \int_{1/(2F)}^{1/F} V_{\text{ФД-вих}} dt \right) \quad (10)$$

де D – посилення демодулятора Д1.

Моделювання та оптимізація. Рис.3 ілюструє демодуляційну криву з різними модуляційними частотами $F = 20, 60$ та 120 кГц. Інші параметри наступні: довжина волокна в резонаторі $L = 12$ м, показник заломлення $n_1 = 1.45$, коефіцієнти зв'язку на розгалужувачах Р1,2,3,4 дорівнюють $6,67\%$, втрати на ФД2 $\alpha_{\text{ФМ2}} = 50\%$, індекс фазової модуляції $M_p = \pi$, посилення модуляції $D = 1$, коефіцієнт фотоелектронної трансформації N дорівнює $6,25$ В/мВт. Встановлено, що нахил лінійної частини відрізняється з різними частотами модуляції.

Для того щоб досягнути високу точність, параметри трикутної хвилі повинні бути оптимізовані, потрібно максимізувати нахил лінійної частини. Відповідно до рівняння (10), цей нахил може бути отриманий, як:

$$k = \left. \frac{dV_d}{d\Delta f} \right|_{\Delta f=0} = \left. \left[PD \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left(\sum_{n'=-\infty}^{n-1} A_n(M_p) A_n^*(M_p) \frac{\exp[j\pi(n-n')]-1}{j\pi(n-n')} h_n h_{n'} \exp[j(\phi_n - \phi_{n'})] + h_n h'_{n'} \exp[j(\phi_n - \phi_{n'})] + j(\phi_n - \phi_{n'}) h_n h'_{n'} \exp[j(\phi_n - \phi_{n'})] + \sum_{n'=n+1}^{\infty} A_n(M_p) A_n^*(M_p) \frac{\exp[j\pi(n-n')]-1}{j\pi(n-n')} \{ h'_n h_{n'} \exp[j(\phi_n - \phi_{n'})] + h_n h'_{n'} \exp[j(\phi_n - \phi_{n'})] + j(\phi_n - \phi_{n'}) h_n h'_{n'} \exp[j(\phi_n - \phi_{n'})] \} \right] \right|_{\Delta f=0} \right. \quad (11)$$

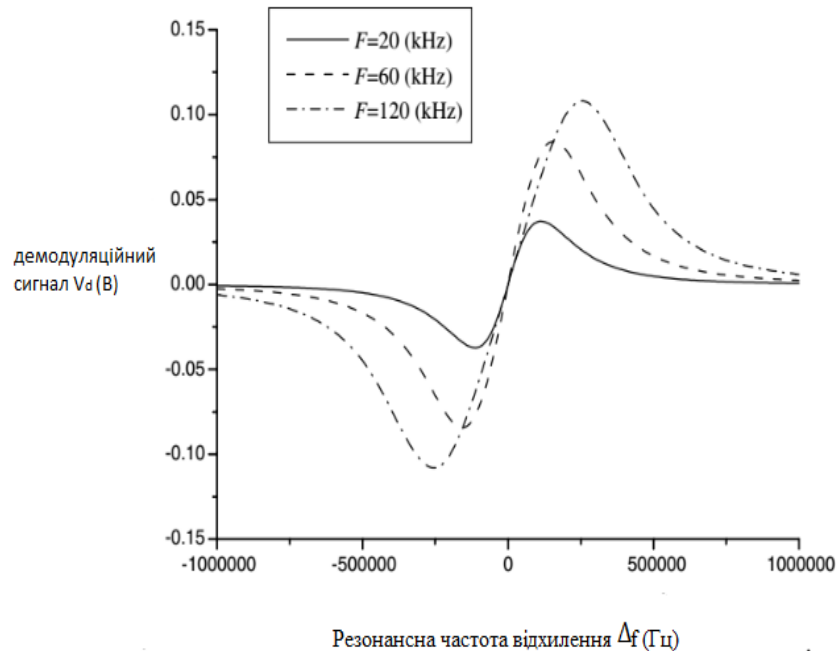


Рис.3. Демодуляція крива з різними частотами модуляції

Рис.4 показує взаємозв'язок між нахилом k та індексом фазової модуляції M_p з різними частотами модуляції $F = 20, 60$ та 120 кГц. Видно, що є різні оптимальні індекси фазової модуляції для різних модуляційних частот. І оптимальний індекс фазової модуляції збільшується коли модуляційна частота F зменшується. Рис.5 ілюструє зв'язок між нахилом k та модуляційною частотою F з різними модуляційними індексами $M_p = 8\pi/9; \pi; 10\pi/9$ рад. Показано, що є різні оптимальні модуляційні частоти для різних індексів фазової модуляції. Оптимальна модуляційна частота збільшується коли індекс фазової модуляції зменшується.

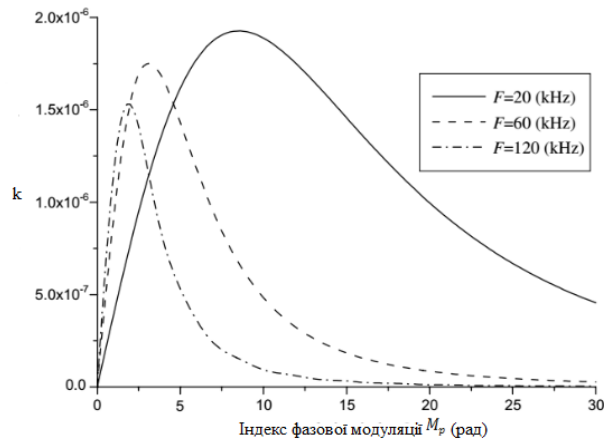


Рис.4. Зв'язок куту нахилу k та індексу фазової модуляції

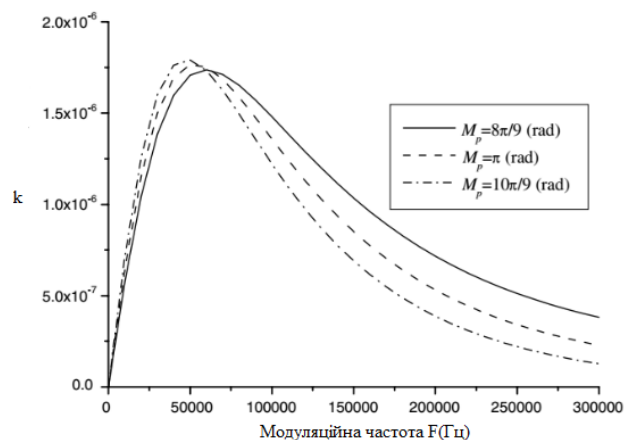


Рис.5. Зв'язок куту нахилу k та модуляційної частоти

Висновки. Розроблений новий метод керування РВОГ з використанням трикутної фазової модуляції. Завдяки аналізу теорії та моделювання були оптимізовані частота модуляції та індекс фазової модуляції.

Література

1. Филатов Ю.В. «Волоконо оптические гироскопы» СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2003 – 54 с.
2. Шереметьев А.Г. «Волоконный оптический гироскоп» Радио и связь. 1987 - 152с.
3. Zhang Xulin, Ma Huilian, Ding Chun, Jin Zhonghe, “Chinese Journal of Lasers”, 2005.
4. K. Hotate, M. Harumoto, “Journal of Lightwave Technology”, 1997.
5. K. Iwatsuki, K. Hotate, M. Higashiguchi, “Applied Optics 25” 1986.
6. K. Iwatsuki, K. Hotate, M. Higashiguchi, “Applied Optics 23” 1984.
7. Lee K. Strandjord, Glen A. Sanders, “Proceedings of SPIE” 1994.
8. Ma Huilian, Jin Zhonghe, Ding Chun, Wang Yuelin, “Chinese Journal of Lasers 31” 2004.

УДК 629.7.035

ІГОЛКІН Д.С., СУХОВ В.В.

ОСОБЛИВОСТІ ВИБОРУ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕКТРИЧНОЇ СИЛОВОЇ УСТАНОВКИ БЕЗПІЛОТНОГО ЛІТАЛЬНОГО АПАРАТУ З ВРАХУВАННЯМ МАРШРУТУ ПОЛЬОТУ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна

Постановка проблеми. У останні 10-15 років суттєво зросло використання електричних силових установок (ЕСУ) у безпілотних літальних апаратах (БпЛА) мікро- та малого- класів [1]. Збільшення питомої енергоємності хімічних акумуляторів, поява безколекторних електричних двигунів, розвиток мікроконтролерів - дозволити ЕСУ за енергетичними та масовими характеристиками наздогнати двигуни внутрішнього згоряння. Електрична рушійна сила пропонує просту і чисту роботу, чудову надійність, простоту обслуговування. Електричні силові установки мають неперевершені низькі рівні шуму та вібрацій.

Для безпілотних літальних апаратів малого- та мікро- класу вага електричної силової установки сягає 25-40% ваги літального апарату [2-3], прямо впливаючи на доступну масу корисного навантаження, тривалість польоту, швидкість польоту, швидкість набору висоти та інші важливі характеристики літального апарату.

Тому обрані параметри ЕСУ суттєво впливають на результуючі льотно-технічні характеристики БпЛА.

Аналіз останніх досягнень та публікацій. Існуючі на даний час методи вибору параметрів ЕСУ розраховують бажані параметри елементів силової установки для одного, зазвичай основного, режиму польоту: режиму крейсерського польоту чи баражування [3]. Або розраховують бажані параметри з умови максимізації певного параметру (тривалості чи дальності польоту) та виконання додаткової умови (наприклад, швидкопідйомності) [4].

Дані методи не враховують різні режими польоту, що є невід'ємною частиною будь-якого польоту літального апарату. Наприклад, це режими: набору висоти, зниження, крейсерського польоту, баражування, віражу. Тому дані методи не дозволяють з бажаною точністю визначати параметри елементів електричної силової установки БпЛА. Врахування всіх режимів польоту БпЛА при виборі параметрів ЕСУ дозволить покращити льотно-технічні характеристики БпЛА: отримати більшу протяжність польоту, більшу швидкопідйомність, більший час баражування чи меншу вагу ЕСУ БпЛА.

Формулювання мети доповіді. Мета доповіді – дослідження ефективності електричної силової установки БпЛА на маршрутах різних типів в залежності від параметрів струму та напруги ЕСУ.

Викладення основного матеріалу. Було розглянуто БпЛА малого класу, який виконує політ по маршруту з ділянок: прямолінійного сталого горизонтального польоту, правильного сталого віражу та прямолінійного сталого набору висоти. Обрано достатньо прості для чисельного розрахунку математичні моделі для основних частин ЕСУ: дволопатевого повітряного гвинта, електричного мотора постійного струму, регулятора обертів [4] та Li-Po акумуляторної батареї.

З умови не перевищення допустимого струму контролера та електричного мотора розраховані конфігурації електричної силової установки з найкращим коефіцієнтом корисної дії (далі – ККД) для діапазону значень допустимого струму на простих маршрутах різного типу. Найкраще ККД ЕСУ даного БпЛА досягається при допустимому струмі двигуна і контролера 30 А і більше. При зменшенні допу-

стимого струму нижче цього значення ККД стрімко падає, що пов'язано зі зменшенням ефективності електричного мотора.

Для різної кількості послідовно з'єднаних акумуляторних елементів у батареї, і відповідно різних значень напруги акумуляторної батареї, розраховано конфігурації електричної силової установки з найкращим ККД при обмеженні максимального струму у 100 А. Для маршруту горизонтального прямолінійного польоту максимальне ККД силової установки забезпечується при напрузі 22,2 В. Для маршрутів, що потребують більшої потужності значення, максимальне ККД досягається при напрузі 29,6-33,3 В. Менша, ніж наведена у графіках напруга не доступна, оскільки максимальна потужність обмежена допустимим струмом.

Висновки. Результати розрахунків показали, що врахування етапів горизонтального польоту, набору висоти та віражу дозволяє обрати параметри ЕСУ БПЛА, більш оптимальні з точки зору енергоефективності, порівняно з вибором лише для режиму крейсерського польоту чи баражування.

Допустима напруга, що забезпечує найкраще ККД ЕСУ, майже не залежить від необхідної потужності ЕСУ на маршруті. При збільшенні допустимої напруги понад це значення ККД не змінюється, при зменшенні - ККД стрімко падає.

Для обраних маршрутів польоту існує оптимальне значення вхідної напруги ЕСУ, при віддаленні від цього значення ККД силової установки поступово зменшується. Для режимів, що потребують більшої потужності, це значення буде більшим.

Література

1. Van Blyenburgh, P. "UAS Yearbook–UAS: The Global Perspective (2009-2010)." (2009) – <http://www.uasresearch.com/about/yearbook.aspx>.
2. Беспилотный самолет ZALA 421-16E - <http://zala.aero/zala-421-16e-2/>.
3. Іванченко Д. С. Методика вибору параметрів електросилової установки безпілотного літального апарату малого класу: Київ, 2012. – 102 с.
4. Gur O., and Rosen, A., «Optimizing Electric Propulsion Systems for Unmanned Aerial Vehicles», *Journal of aircraft* Vol. 46, No. 4, July–August 2009, pp. 23-30.

УДК 004.838.3

КАРЛІН М.В., КОЛОТ О.В.
**АЛГОРИТМ ПОШУКУ ДИНАМІЧНИХ ОБ'ЄКТІВ ЗА ДОПОМОГОЮ
ГРУПИ БПЛА**

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна

Постановка проблеми. В даний час накопичений значний досвід по створенню безпілотних літальних апаратів (БПЛА), в той же час питання їх ефективного застосування, судячи зі значної кількості публікацій в цьому напрямку в виданнях ближнього і далекого зарубіжжя [1-3], залишається відкритим.

Однією з найбільш важливих завдань забезпечення польотів групи БПЛА, є завдання планування маршруту БПЛА. Це завдання полягає у визначенні набору

точок в просторі, які б відповідали траєкторії польоту БПЛА і були визначені на карті.

На вибір маршруту впливають такі чинники, як: обмежений час польоту; безпека польоту, кількість маршрутів.

Останній фактор свідчить про неоднозначність шляху, по якому пересуватимуться БПЛА. Вирішення цього завдання вимагає висування критерію, за яким слід вибрати найкращий шлях. В умовах перешкод під час польоту необхідно збільшувати число проміжних точок, які забезпечували б можливість обходу можливих перешкод. В цьому випадку виникає завдання скорочення маршрутного часу так зменшення кількості точок, за якими будується траєкторія.

Обмеженість польоту за часом передбачає визначення такого маршруту, який дозволив би вирішити поставлене завдання у встановлений час, з практичних міркувань маршрут БПЛА повинен складатися з прямолінійних ділянок і ділянок кривизни, що з'єднують прямолінійні ділянки.

Аналіз останніх досягнень та публікацій. У роботах [1-3] були спроби вирішення завдання планування маршруту з використанням геометричного підходу, що базується на роботі [4].

Однак, оптимальна траєкторія при рішення задачі по Dubins може виявитися фізично не можливою, в такому випадку маємо задачу з обмеженням кривизни польоту або ж ці підходи в принципі не застосовуються в умовах великої кількості опорних точок, за якими будується маршрут. Для цього можуть виявитися придатними пошукові методи такі, як, пошук на графах [5], [6] і мультиагентні алгоритми [7-9], які інтенсивно розвиваються останнім часом. Однак ці алгоритми мають проблемами збіжності і точності отриманого рішення.

Формулювання мети доповіді. Мета доповіді – розробка підходу, що забезпечує побудову маршрутів групи БПЛА, які мали б мінімальну відстань між початковою і кінцевою опорними точками в умовах з великою кількістю проміжних точок на основі графів і мультиагентних систем.

Викладення основного матеріалу. В результаті розгляду різних підходів до завдання планування маршрутів БПЛА в складних умовах дозволяє зробити висновки про цілеспрямованість її побудови як мультиагентної системи. Всі алгоритми (Пошук рішення на графі, мурашиний та «запит – відповідь - погодження») базуються на різних системах знань. Так, мурашиний алгоритм вимагає інформацію про випаровування феромону, видимості (довжини) маршруту, набору агентів і по суті є ймовірнісним. Алгоритм пошуку рішень на графах є детермінованим, використовує інформацію тільки про опорні точки і відстані між ними, найкращий маршрут визначається одним агентом. Модель «запит – відповідь - погодження» також відноситься до ймовірнісних, як і мурашиний алгоритм. Алгоритми мурашиної колонії і принцип «запит-відповідь-погодження» мають визначені недоліки. Так мурашиному алгоритму властива ітераційність та багаторазовість повторення, що пов'язана з ймовірнісною природою алгоритму, що призводить до значних витрат часу на пошук квазі оптимального рішення. В свою чер-

ФАКУЛЬТЕТ АВІАЦІЙНИХ І КОСМІЧНИХ СИСТЕМ НТУУ «КПІ»

гу підходу «запит-відповідь-погодження» потрібно тільки заздалегідь визначене завдання (кінцевої мети) і значний час на узгодження дій з сусідами.

Таблиця 1. Порівняльна оцінка алгоритмів пошуку маршруту

Алгоритм	Пошук рішення на графі	Муравіний	«запит – відповідь - погодження»
Основа	детермінований	Ймовірний	ймовірний
Збіжність	експоненціальна	Поліноміальна	поліноміальна
Агентність	одноагентний	Мультиагентний	Кількість агентів визначається кількістю вирішуваних задач
Ресурси	Потребує збереження всієї карти вузлів	Не потребує збереження всієї інформації про вузли	Не потребує збереження всієї інформації про вузли
Інформування	Вихідні данні	Феромоном	запит
розмірність	мала	Висока	висока

Алгоритми пошуку рішень на графі є добре збіжними, детермінованими алгоритмами, проте призначені для роботи з одним агентом. Узагальнені результати порівняльної оцінки алгоритмів пошуку представлені в табл. 1

Визначення маршруту для кожного елемента в групі БПЛА в складних умовах функціонування є важливою і в той же час тривалою процедурою, пов'язаною з вибором можливих рішень. Природним чином виникає бажання застосувати централізоване управління, коли встановлюється маршрут за жорсткою схемою, що може призвести до невиправданої витрати ресурсів.

Аналіз можливих варіантів розв'язання задачі дає уявлення про способи побудови систем, що забезпечують розробку плану маршрутів. Розглянуті способи базуються на одноагентному і мультиагентних підходах. Одноагентний, на відміну від мультиагентного підходу, має високу точність вихідних рішень, хоча і програє мультиагентному в швидкості збіжності, в задачах з високою розмірністю та в задачах з високими вимогами до пам'яті системи. Тому представляє інтерес інтегрувати ці підходи і очікувати від такої комбінації системного ефекту, забезпечуючи роботу мультиагентного підходу при високій розмірності системи, у міру проходження опорних точок і, відповідно, скорочення розмірності системи, передати подальший пошук оптимального рішення одноагентному алгоритму. Схематично таку інтеграцію можна представити в вигляді такої схеми рис. 1.

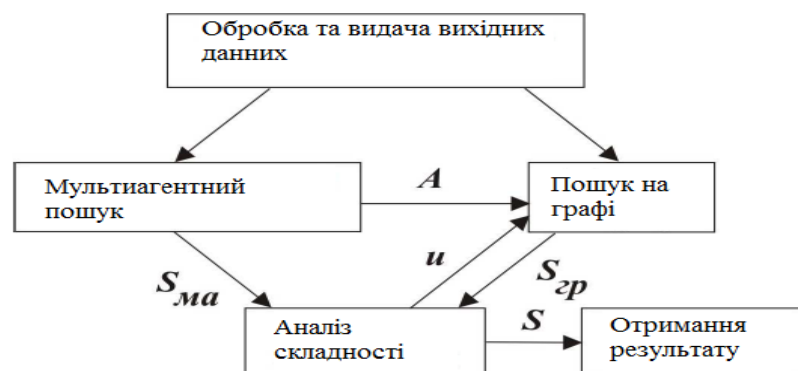


Рис. 1. Схема інтеграції алгоритмів

На рис. 1 алгоритми мультиагентного пошуку і пошуку на графі працюють паралельно і видають результати пошуку на блок аналізу складності системи. Блок аналізу складності проводить оцінку складності задачі шляхом зворотного відліку необроблених результатів. Приймається рішення про доцільність видачі результатів в Sma системи мультиагентного пошуку або Sgr пошуку на графі, у випадку визначення кращих результатів в процесі пошуку. Сигнал u , який видає блок пошуку на графі, говорить про пріоритетність результатів цього блоку і видає в якості результату найкращий маршрут.

Дана інтеграція дозволяє отримати рішення значно точніше і швидше, ніж окреме використання алгоритму рішення на графах або ж мультиагентного. Особливістю підходу є паралельне використання алгоритмів, що забезпечує високу швидкість збіжності і достатню точність результату за рахунок використання точного методу, яким є пошук на графі. В разі, коли аналізатор складності завдання виявляє можливість використання пошуку на графі, то видається сигнал u і забезпечує переважанню вихідних даних A з мультиагентного алгоритму на графовий. Такий перехід з одного алгоритму на інший дозволяє реалізувати ідею адаптації до складності завдання. Повний маршрут формується в блоці аналізу складності завдання. Даний підхід в цілому дозволяє ефективно вирішувати складні практичні завдання планування маршрутів БПЛА.

Висновки. В роботі запропоновано вирішення задачі вибору маршруту при колективному використанні БПЛА, а також наводиться порівняльний аналіз алгоритмів, заснованих на різних системах знань, а саме алгоритмів, що застосовуються в мультиагентних системах і алгоритмах пошуку на графах. Серед мультиагентних розглянуті мурашиний алгоритм і алгоритм «запит-відповідь-погодження». Альтернативою мультиагентної системи є представлено рішення завдання, детермінованим алгоритмом, що використовує підхід пошуку рішень на графі, маючи чудові властивості збіжності і точності у визначенні результату.

Найліпшим рішенням задачі вибору маршруту в системах високої розмірності, як показано в роботі, слід очікувати в комбінуванні розглянутих алгоритмів, коли недоліки тривалості пошуку і точності мультиагентних підходів будуть компенсуватися збіжністю і точністю графових алгоритмів пошуку, що дозволить реалізувати тріаду «інтелект-адаптація-управління» в досягненні властивості системного ефекту у розроблюваних систем.

Література

1. *Shanmugavel M. Differential Geometric Path Planning of Multiple UAVs / Shanmugavel M., Tsourdos A., White B.A., Zbikowski R.W. / Transactions of the ASME. Journal of Dynamic Systems, Measurement, and Control. - Vol. 129, 2007, p. 620-632.*
2. *Stepanyan K.V. UAV path planning in difficult conditions, with threats / Stepanyan K.V., Miller A.B., Miller B.M. // Proceedings of the 33rd conference of young scientists and specialists IPPI RAN "Information Technologies and Systems" (ITIS '10), 20-24 September 2010, Russia, Gelendzhik, p.263-268. - <http://www.itas2010.ittp.ru/pdf/1569326822903.pdf>.*
3. *Aldoshin DV Spatial planning routes for UAVs using search on graphs / DV Aldoshin // Youth.Scientific-Technical. Bulletin. - № 2. - 2013. - <http://sutbud.bmstu.ru/doc/551948.html>*

4. Dubins L.E. *On curves of minimal length with a constraint on average curvature, and with prescribed initial and terminal positions and tangents* // *AM. J. Math.* – 1957. - 79. – P. 497-516.
5. Hoffman E.A. *Multiagent method of decision trees* / E.A. Hoffman, A.A. Oleinik, S.A. Subbotin // *Bionics intelligence.* - № 1 (75). - 2011. - P. 35-40.
6. Cormen T.H. *Algorithms: construction and analysis* / Cormen T.H., Leiserson Ch.I., Rivest R.L., Stein C. – Moscow: ID "Williams", 2005. - 1293 p.
7. Subbotin S.O. *Neiterativni, evolyutsiyni that multiagentni methodological nechtiko logichnih i neyromereznhnih models* / Subbotin S.O., Oliynik A.O., Oliynik O.O. // *Zaporizhzhya: Zaporozhye National Technical University, 2009.* – 375 p.
8. Khodashinsky I.A. *Algorithms and ant bee colony* / I.A. Khodashinsky, I.V. Gorbunov, P.A. Dudin // *Reports TUSUR, № 2 (20), December 2009.* - P. 157-161.
9. Shtovba S.D. *Murashini algorithmic optimizatsii* / Shtovba S.D., Rudy O. // *News VPI.* - № 4. - 2004. - P. 62-69.

УДК 533.6.04

KOLBAKIR C., ZINCHENKO D.

AN AERODYNAMIC DESIGN FOR A HIGH ALTITUDE PORTABLE UNMANNED AERIAL VEHICLE

National Technical University of Ukraine «Kiev Polytechnic Institute, Kiev, Ukraine, cem.kolbakir@omu.edu.tr

Introduction. Atmospheric conditions such as air density, pressure, temperature at high-altitudes challenges air vehicle aerodynamics design. High performance wing configuration is required for high altitude operations[1]. High-altitude aircraft developed at the moment have significant size due to that requirement.

Formulation of the problem. Storage and transportation problems of high-altitude aircrafts are remains unsolved. The implementation of portability is one of the option to overcome of those problems, therefore there is actual need for determining requirements for portable unmanned aerial vehicle which can fly at high altitudes.

Solution. It is necessary for the UAV to have a high value of aerodynamic quality K_{max} , for maximum achievable altitude. High value of aerodynamic quality requires large wing aspect ratio λ , which is determined by the wing area and wing length. Two computational 3D model of UAV wing were made and analyzed for lift distribution over the span. First prototypes of the wing was developed in the basic of the glider Antonov A-9, which has maximum lift/drag ratio of 30:1 [2]. The wing has folding sections. For wing profile R-III-A-15 airfoil was selected. Both wing have identical geometry parameters except the tip of second wing has an angle of -5° . Flow calculation around the wings are executed by panel-vortex method and finite element method. Result of analyzes shows that lift distribution over the span is not optimal. Therefore further optimizations were made. Three different wing geometry designed for improving the first version of the portable high UAV wing. These are straight wing, combined wing with straight center section and trapezoid console, straight wing with elliptical tip. Specifications of wings are shown in Table 1.

Table 1 .Specifications of wings

	First wing prototypes	Straight wing	Combined wing (straight center section and trapezoid console)	Straight wing with elliptical tip
Wing profile	R-III-A-15	R-III-A-15	R-III-A-15	R-III-A-15
Length of sections (l_c)	3 m.	3m	3m	3.011m
Centre section chord (b_{k1})	1 m.	0.82m	0.82m	0.82m
Central Chord (b_{k1})	0.64m	0.82m	0.82m	0.82m
Tip Chord (b_{k2})	0.32m	0.82m	0.52m	0.82m
Aerodynamic Chord ($b_{CAХ}$)	0.77m	0.82m	0.715m	0.7963m
Wing Area (S)	9.42m ²	10.683m ²	9.723m ²	9.42m ²
Theoretical Span: (l)	12.260m	13.028m	13.028 m	13.054 m
Actual Span (l)	12.340m	13.028m	13.028m	13.054m
Aspect Ratio (λ)	16	16.19	17.45	16.393

These three wing are aerodynamically analyzed with finite element method and compared for value of $C_{y_{max}}$ and K_{max} and lift distribution over the span. Results clearly demonstrate advantages of straight wing with elliptical tip section, which allows for a continual flow of finite wings to a much greater extent than other reviewed options, which makes it possible to ensure effective control by the roll at supercritical flight conditions such as stall and tail spin. However, $C_{y_{max}}$ and K_{max} have not significantly reduced.

Selected geometry of portable high-altitude UAV wing analyzed for 11 different airfoils, using integral method, in terms of maximum achievable range and flight time. From Braquet Range Equation, range is proportional to $K/C_y^{0.5}$ [3]. And higher the aerodynamic quality K is longer the flight time. Selected airfoil are widely used in small aircrafts and unmanned aircrafts. The airfoils dfs-p9-138, NACA 4412, TSAGI D2 and R-III-A-15 are classic airfoils; fx60-126, fx61-184, fx63-137, fx67-k-170 and Laminar Wortmann C=18.4% are laminar airfoils; GA(W)-1 and NACA 0012 are general aviation airfoils. According to results of the calculations, wing model with Laminar Wortmann C=18.4% airfoil has highest values of K_{max} and $(K/C_y^{0.5})_{max}$ compared to other models, which means better range and flight time.

Design of the fuselage has been made following the completion of wing forms. Middle section area of the fuselage should be less than or equal to 10% of the wing area. For straight wing with elliptical tip, wing area is 9.42m². Therefore fuselage middle section area is 0.942m² and its diameter is 1.09m. Optimum diameter-length ratio of a fuselage with tail surfaces is $d/l=0.17$ [4]. Hence, length of the fuselage $l=6.41$ m.

Conclusion. It is necessary to improve the geometry of the wing in order to eliminate the negative impact zones by combining sections of wings without changing the basic parameters - area and elongation. According to the results of parametrical research, straight wing with elliptical tip provides a steady flow of aileron part of wings at angles greater than the critical angle of attack and has a maximum acceptable level of aerodynamic perfection in high lifting properties. Theoretical wing is formed from the Laminar Wortmann C=18.4% airfoil and 80.8% of span (up to a distance of 5272 mm) is cylindrical, and the wing plans are direct. From a distance the front edge of the wing forms an ellipse that provides value to the tip chord 246 mm. The tip chord of wing is identical

to chord of aileron and flap. The trailing edge of the wing is straight for all scale. Length of the fuselage is 6.41m and the width is 1.09m.

The received data for this UAV and the method of the calculation may be used for high-altitude flying portable aircrafts.

References

1. Udartsev E. P.. *Operational Aerodynamics*, 1998, p. 48-60.
2. Simons M., *Sailplanes 1945–1965 (2nd revised ed.)*. 2006. p. 36.
3. Udartsev E. P.. *Operational Aerodynamics*, 1998, p. 111-125.
4. Hoerner S. F., *Fluid-Dynamic Drag*, 1965, p. 6.18.

УДК 621.396.988.6

КОЛОТ О.В., СУГАК Д.В.

НАВІГАЦІЙНЕ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ГРУПИ БЕЗПІЛОТНИХ ЛІТАЛЬНИХ АПАРАТІВ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна, dmitriyqq@bigmir.net

Вступ. На сьогоднішній день найвідомішим методом навігації є використання інерціальної системи навігації (ІНС) у поєднанні з супутниковою навігаційною системою (СНС). Точності однієї тільки інерціальної системи, заснованої на гіроскопах, для визначення власних координат БПЛА не вистачає. Вони мають наростаючу в часі помилку і високу вартість при високій точності. Ці проблеми вирішуються шляхом застосування додаткових супутникових систем навігації. Це підвищує точність навігаційних систем, але призводить до втрати їх автономності та завадостійкості, а також можливість використання СНС тільки у разі прямої видимості супутників та існування відомих методів перешкоджання сигналів СНС у вигляді радіоелектронних перешкод [1]. Тому актуальною є задача створення навігаційної системи, яка відповідала б масогабаритним обмеженням та обмеженням щодо вартості такої системи, мала достатню точність для можливості використання її у БПЛА, а також мала високу ступінь автономності.

Підвищити автономність системи навігації, а також задовольнити інші вимоги БПЛА можна за допомогою відео-навігації [2]. Основним недоліком такої системи є те, що для порівняння зображень місцевості з еталоном, необхідно буде визначити координати еталонного зображення використовуючи все ту ж СНС.

Ще один з сучасних методів навігації базується на використанні наземних маркерів з відомими координатами. Відомий спосіб навігації за допомогою наземних маркерів з нанесеними на них QR кодами [3]. Цей спосіб описує розподілене систему управління і навігації безпілотних літальних апаратів (БЛА), зокрема, квадрокоптера, що функціонують в умовах відсутності сигналів глобальних навігаційних систем (GPS / ГЛОНАСС).

Таким чином, з огляду літератури можна зробити висновок, що існує потреба в створенні автономної системи навігації для БПЛА, а тим більш для групи БПЛА.

Постановка задачі. Розглянемо задачу створення навігаційної системи для групи БПЛА, робота якої буде заснована на визначенні координат за допомогою

ІНС та мережі мобільного зв'язку. Також взаємне положення БПЛА в групі буде визначатися за допомогою радіомаяків, встановлених на кожному БПЛА з групи.

Використання ІНС та мережі мобільного зв'язку для визначення координат БПЛА. В процесі роботи було проведено дослідження, в якому порівнювалась точність визначення координат за допомогою GPS та за допомогою мобільної мережі стандарту GSM. В результаті дослідження було виявлено, що 93% запитів визначення координат за допомогою мобільного зв'язку співпадали з даними отриманими від GPS.

Робота запропонованої системи навігації полягає у комплексуванні декількох засобів, а саме визначення координат БПЛА за допомогою БС мобільного зв'язку та ІНС, а також уточнення положення БПЛА відносно інших БПЛА в групі за допомогою радіомаяків, встановлених на кожному БПЛА за групи. В подальшому буде розглядатися випадок, коли всі БПЛА в групі знаходяться в одній площині.

Алгоритм визначення координат приймача-передавача, а в нашому випадку БПЛА, полягає у наступному:

Встановлений на БПЛА GSM-модуль з'єднується з базовою станцією (БС) мобільного зв'язку, провівши попередній аналіз доступних БС та обравши ту, що найбільш задовольняє параметрам випромінюваної потужності та що знаходиться на достатній для обслуговування відстані. Після того як модуль мобільного зв'язку, встановлений на БПЛА знає який саме приймач-передавач на БС його обслуговує.

Наступним кроком є визначення координат БС, якою обслуговується передавач. Для цього буде використовуватися база даних (БД) з координатами БС. Така БД є відкритою та оновлюється при зміні чи доданні окремих БС і може бути завантажена з відкритих джерел [4]. База даних являє собою таблицю у форматі CSV, яка зображена на рис. 1.

З представлених параметрів нас цікавлять наступні: <mcc> — код країни; <mnc> — код оператора; <lac> — код зони; <cellid> — ідентифікатор передавача; <long> — довгота передавача; <lat> — широта передавача.

Далі потрібно використати вбудовані функції модуля, встановленого на БПЛА, а саме команди AT + CREG, AT + COPS (обслуговуюча базова станція), AT + CSQ (рівень сигналу від базової станції). Також більшість модулів дозволяють дізнатися крім обслуговуючого передавача також і сусідні, тобто виконувати моніторинг базових станцій за допомогою команд AT ^ SMONC або AT + CCINFO.

Далі ці параметри передаються на процесор системи, яка виконує пошук у БД відповідних координат БС. Після визначення координат БС, що обслуговують передавач, а також БС, що знаходяться поряд виконується математична обробка отриманих даних.

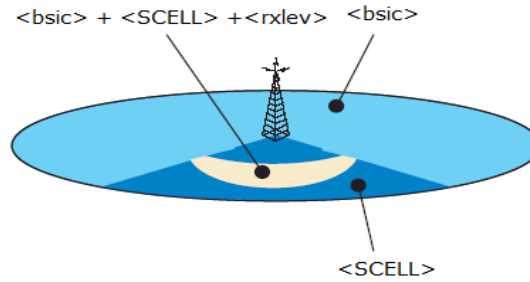


Рис. 1. Параметри, отриманні від БС

Координати рухомого об'єкта розраховуються як середньозважене координат передавачів:

$$Latitude = \frac{\sum(w[n] * Latitude[n])}{\sum w[n]} \quad (1)$$

$$Longitude = \frac{\sum(w[n] * Longitude[n])}{\sum w[n]} \quad (2)$$

З теорії розповсюдження радіохвиль, загасання радіосигналу у вакуумі пропорційна квадрату відстані від передавача до приймача:

$$P_r = \frac{1}{d^2} \quad (3)$$

Тобто при видаленні в 10 разів (наприклад, з 1 км до 10 км) сигнал стане в 100 разів слабкіше, тобто зменшиться на 20 дБ за потужністю. Відповідно вага при кожному доданку визначається як:

$$w[n] = 10^{(RSSI_in_dBm[n]/20)} \quad (4)$$

Після розрахунку координат за допомогою вищезазначеного методу дані комплексуються з даними отриманими від встановленої на борту БПЛА ІНС для підвищення точності та визначаються остаточні координати БПЛА.

Використання радіомаяків для дотримання безпечної відстані між БПЛА в групі. Паралельно з попереднім кроком, відбувається процес визначення відстаней між БПЛА в групі для дотримання безпечної дистанції між літальними апаратами. Цей процес відбувається за допомогою так званих радіо-маяків, в ролі яких виступає один приймач-передавач, що розміщений в центрі фюзеляжу кожного БПЛА.

Для визначення відстані до конкретного БПЛА використовується параметр RSSI (Received Signal Strength Indicator), що обчислюється користувальницьким маяком-приймачем на основі сили прийнятого сигналу. Чим вище значення цього параметра - тим ближче ми знаходимося до БПЛА. Для визначення відстані між БПЛА (в метрах) використовується поточне значення RSSI та відомого співвідношення – відстань між приймачем і передавачем обернено пропорційна потужності приманного сигналу.

Для початку, потрібно усереднити значення RSSI з кожного з БПЛА. Для цього налаштовуємо радіо-маяки на видачу даних з максимальною частотою, накопичуємо їх у буфері і, з певною періодичністю, визначаємо, на основі накопичених в

буфері даних, середнє RSSI для кожного з БПЛА далі буфер очищується і наступну секунду заново накопичуємо дані і так циклічно.

Для роботи такого методу будемо використовувати принцип ведучий-ведений, коли обирає параметри руху групи задаються направленням руху, швидкістю та прискоренням ведучого. Для опису параметрів руху групи будемо використовувати траєкторну систему координат (СК), що зв'язана з ведучим БПЛА.

Для опису рівнянь відносного руху покажемо рівняння абсолютного руху кожного з n БПЛА у швидкісній системі координат (5):

$$\begin{aligned} \frac{dV_i}{dt} &= g(n_{xci} - \sin\theta_i); \\ \frac{d\theta_i}{dt} &= \frac{g}{V_i}(n_{yci} \cos\gamma_{ci} - \cos\theta_i); \\ \frac{d\psi_i}{dt} &= \frac{g}{V_i \cos\theta_i} n_{yci} \sin\gamma_{ci}; \\ \frac{dx_{gi}}{dt} &= V_i \cos\theta_i \sin\psi_i; \\ \frac{dy_{gi}}{dt} &= V_i \sin\theta_i; \\ \frac{dz_{gi}}{dt} &= -V_i \cos\theta_i \sin\psi_i; i=1,2,\dots,N \end{aligned} \quad (5)$$

де V_i - шляхові швидкості, θ_i , ψ_i - кути нахилу траєкторії та курсу, n_{xci} , n_{yci} - перевантаження у швидкісній СК, γ_{ci} - швидкісні кути крену, x_{gi} , y_{gi} , z_{gi} - координати руху БПЛА у земній СК.

Виведемо рівняння відносного руху ведених БПЛА у траєкторній системі координат (6):

$$\begin{aligned} \Delta x_{gi} &= x_{g\Gamma} - x_{gi}; \\ \Delta y_{gi} &= y_{g\Gamma} - y_{gi}; \\ \Delta z_{gi} &= z_{g\Gamma} - z_{gi}; \\ \Delta V_{xgi} &= \frac{dx_{g1}}{dt} - \frac{dx_{gi}}{dt}; \\ \Delta V_{ygi} &= \frac{dy_{g1}}{dt} - \frac{dy_{gi}}{dt}; \\ \Delta V_{zgi} &= \frac{dz_{g1}}{dt} - \frac{dz_{gi}}{dt}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 x_{gi}^{(1)} &= \Delta x_{gi} \cos \theta \cos \psi_1 + \Delta y_{gi} \sin \theta - \Delta z_{gi} \cos \theta \sin \psi_1; \\
 y_{gi}^{(1)} &= -\Delta x_{gi} \sin \theta \cos \psi_1 + \Delta y_{gi} \cos \theta + \Delta z_{gi} \sin \theta \sin \psi_1; \\
 z_{gi}^{(1)} &= \Delta x_{gi} \sin \psi_1 + \Delta z_{gi} \cos \psi_1; \\
 \Delta V_{xgi}^{(1)} &= \Delta V_{xgi} \cos \theta \cos \psi_1 + \Delta V_{ygi} \sin \theta - \Delta V_{zgi} \cos \theta \sin \psi_1; \\
 \Delta V_{ygi}^{(1)} &= -\Delta V_{xgi} \sin \theta \cos \psi_1 + \Delta V_{ygi} \cos \theta - \Delta V_{zgi} \sin \theta \sin \psi_1; \\
 \Delta V_{zgi}^{(1)} &= \Delta V_{xgi} \sin \psi_1 + \Delta V_{zgi} \cos \psi_1; \\
 i &= 2, 3, \dots, N
 \end{aligned}$$

де $x_{gi}^{(1)}, y_{gi}^{(1)}, z_{gi}^{(1)}$ та $\Delta V_{xgi}^{(1)}, \Delta V_{ygi}^{(1)}, \Delta V_{zgi}^{(1)}$ - координати та відносні швидкості ведених БПЛА відносно ведучого у траєкторній СК.

Таким чином можна визначити відстань до будь-якого БПЛА з групи, забезпечити безпечний політ групи БПЛА та відносну навігацію БПЛА в групі.

В даному випадку для функціонування такого методу будемо використовувати технологію Wi-Fi з частотним розділенням каналів (FDMA - Frequency Division Multiple Access). При такому використанні приймачі та передавачі працюють в діапазоні частот 2.4 ГГц. Згідно з стандартом IEEE 802.11 [6] цей діапазон поділяється на 13 каналів, які не створюють перешкод один одному, тому що працюють на окремих частотах. Це дає змогу використовувати даний метод для груп БПЛА, що мають в своєму складі до 13 БПЛА.

Те, що БПЛА в групі з'єднанні між собою у Wi-Fi мережу, дає змогу в кожен момент часу на якій відстані знаходиться той чи інший БПЛА відносно одного.

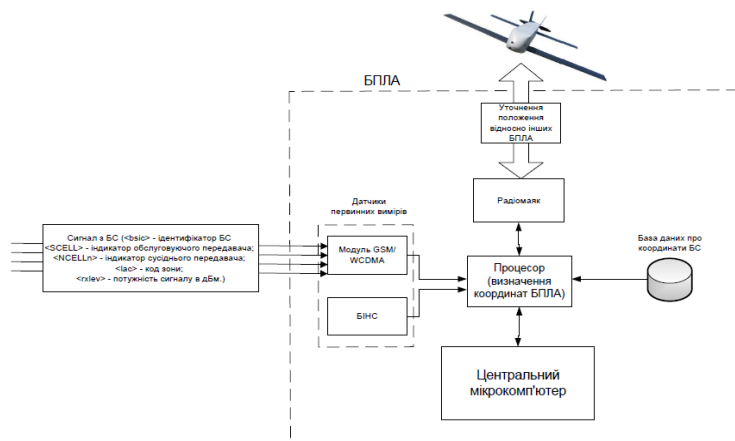


Рис. 2. Структурна схема системи

Висновки. У статті були продемонстровані основні методи, що використовуються для навігації БПЛА. Вперше був запропонований метод навігації групи БПЛА за допомогою БС мобільного зв'язку та відкритих баз даних з координатами базових станцій.

Виходячи з вимог до використання БПЛА в групі, був описаний метод визначення відстані до інших БПЛА в групі, а також дотримання безпечних відстаней між ними за допомогою радіомаяків з'єднаних за технологією Wi-Fi та з частотним розділенням каналів – FDMA, що дозволяє організувати політ групи з 13 БПЛА.

Також, була розроблена структурна схема такої системи, що показана на рисунку 7.

Література

1. Д.т.н. Антонов О.Е. ООО "Авиаконверсия". Стаття «Радиопомехи для беспилотников». - <http://bp-la.ru/radiopomexi-dlya-bespilotnikov/>
2. Купервассер О., Рубинштейн А. Система навигации беспилотных летательных аппаратов с помощью видео. - http://leah.haifa.ac.il/~skogan/ Apache/mydata1/ Oleg_home/ videokup_skolkovo.pdf
3. Яковлев К. С., Хитыков В. В., Логинов М. И., Петров А. В., Система навигации группы БЛА на основе маркеров. URL: http://rusrobotics.ru/images/docs/2014-4-pdf/2014-4_2-3.pdf
4. База даних з координатами БС. - <http://opencellid.org/>; <http://habrahabr.ru/ company/yandex/ blog/162955/>
5. Опис стандарту IEEE802.11. - <http://www.ieee802.org/11/>
6. Абакумов А.В., асп., Шкаев А.Г., асп. Групповой полет летательных аппаратов – алгоритм обработки информации относительного движения, Саратовский гос. техн. ун-т. URL:<http://www.sciteclibrary.ru/textsts/rus/stat/st405-udalena.htm>
7. Яковлев К. С., Хитыков В. В., Логинов М. И., Петров А. В., Система навигации группы БЛА на основе маркеров. URL: http://rusrobotics.ru/images/docs/2014-4-pdf/2014-4_2-3.pdf
8. Дяченко А.А., Решение задач поиска и мониторинга с помощью группы мини БПЛА, Управление в технических, эргатических, организационных и сетевых системах – УТЭОСС-2012 Санкт - Петербург, 9-11 октября 2012 г.
9. Амелин К. С., Антал Е. И., Мультиагентная система для беспилотного летательного аппарата (БПЛА), Санкт-Петербургский гос. ун-ет, 2012 г.

УДК 629.7.051.83

КОТВИЦЬКИЙ Р.С., САРИБОГА Г.В.

СИСТЕМА ТЕХНІЧНОГО ЗОРУ В ЗАДАЧАХ КЕРУВАННЯ БЕЗПІЛОТНОГО ЛІТАЛЬНОГО АПАРАТУ: МЕТОД – ІДЕНТИФІКАЦІЯ ОБ'ЄКТІВ ЗА КОЛЬОРОМ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна, e-mail ruslankotvytskyi@gmail.com

Постановка проблеми. Системи управління сучасними літальними апаратами (ЛА) призначені для управління складними багатофункціональними об'єктами, чинними в складній навколишній обстановці. При цьому канал зорового сприйняття є одним з найбільш важливих джерел інформації як у автоматичних, так і автоматизованих (людино-машинних) системах управління. Внаслідок цього в останні роки на передній план все більшою мірою виходять задачі створення систем технічного зору (СТЗ) для різних типів ЛА [3].

З метою вирішення задачі автоматичного керування БПЛА використовуються системи технічного зору. Системи технічного зору застосовуються для обробки і розпізнавання різних зображень, отриманих з телекамери або фотоапарата та є

засобом спостереження і автоматичного прийняття рішення в тих чи інших випадках [8].

Основною метою є розробка нової системи автоматичного керування безпілотного літального апарату (БПЛА) за допомогою системи технічного зору (СТЗ), а саме його стабілізація та пересування за об'єктом при виявленні цілі.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. Розглянувши існуючі алгоритми розпізнавання зображень можна прийти до висновку щодо вибору методу розпізнавання в окремо взятому випадку.

СТЗ в даний час є одним з головних засобів розвитку автоматичних систем управління рухом в умовах, коли обсяг апріорної інформації не достатній і для вирішення завдань управління необхідний аналіз зовнішньої обстановки в режимі реального часу [5].

Наразі дуже стрімко йде розвиток систем автоматичного керування на базі СТЗ, оскільки цей напрямок розвитку в сфері авіації є порівняно новим, який має дуже великі можливості для подальшого використання.

Замість терміна “розпізнавання” часто використовують термін – “класифікація”. Постановки задач класифікації:

1. Задача ідентифікації, яка полягає у тому, щоб вирізнити певний конкретний об'єкт серед його подібних.

2. Віднесення об'єкта до того чи іншого класу. Це може бути, наприклад, задача розпізнавання літер або прийняття рішення про наявність дефекту в деякій технічній деталі.

3. Кластерний аналіз, який полягає в розділенні заданого набору об'єктів на класи – групи об'єктів, схожі між собою за тим чи іншим критерієм. Цю задачу часто називають класифікацією без учителя, оскільки, на відміну від задачі 2, класи апріорно не задані [6].

Для дискримінантного розпізнавання, або для розпізнавання в просторі ознак, характерним є те, що кожен об'єкт зображується окремою точкою в деякому просторі. Координатними осями цього простору є ознаки, за якими здійснюється розпізнавання. Таким чином, координатами об'єктів є значення відповідних ознак. Далі, розпізнавання здійснюється на основі аналізування мір близькості між об'єктами [7].

Виділяють різні типи ознак: дихотомічні (ознака може бути присутня або відсутня; наприклад, є крила або немає крил); номінальні (наприклад, колір: червоний, синій, зелений і т.п.); порядкові (наприклад, “великий” – “середній” – “маленький”); кількісні. Для кожного типу ознак можна вводити свої міри відстані між об'єктами.

В нашому випадку ми використовуємо у якості координат об'єкту значення номінальних ознак-кольору.



Рис. 1. Класифікація систем розпізнавання

Формування мети доповіді. Ціль роботи - створення алгоритму та програмного забезпечення, в якому камера (СТЗ) знаходить відповідний об'єкт на сцені, розпізнає його, передає сигнали до системи керування та рухається за об'єктом - автономному режимі.

Для автоматичного керування БПЛА за допомогою СТЗ застосовується технологія ідентифікації символу/знаку/об'єкту за його кольором (при умові, що камера є багатокольоровою) [2].

Викладення основного матеріалу. Для реалізації алгоритму було створено лабораторний стенд, на якому застосовано наступне обладнання: 1) мікроконтролер Raspberry Pi 2B; 2) мікроконтролер Arduino Mega; 3) кроковий двигун 28byl-48 з драйвером ULN2003; 4) веб-камера Logitech; 5) openCV, Python.

Два крокових двигуна, що вказані вище, здійснюють повороти стунду по двом осям, як показано на рис. 1. Їх мета – імітація виконання законів керування органів управління в БПЛА(наприклад гвинти квадрокоптера).



Рис. 2. Лабораторний стенд

Рішення завдання розбивається на кілька етапів : • виділення пікселів, відповідних заданому об'єкту ; • виділення контурами знайдені об'єкти ; • знаходження контуру об'єкту; • побудова прямокутника, в який потрапляють всі точки контуру об'єкту.

Дана задача вирішується за допомогою програмного середовища OpenCV та мови програмування Python [4].

OpenCV - (Open Computer Vision) - бібліотека комп'ютерного зору з відкритим вихідним кодом, що надає набір типів даних і чисельних алгоритмів для обробки зображень алгоритмами комп'ютерного зору . Реалізована на C / C ++ .

Для виділення та пошуку об'єктів за кольором використовується колірна модель HSV що описує колірний простір, заснований на трьох характеристиках кольору: колірному тону (Hue), насиченості (Saturation) і яскравості (Brightness, Value). Даний простір кольору є нелінійним. Простір HSV (HSI) можна вважати ідеальним засобом для побудови алгоритмів обробки зображень, оскільки в його основі лежить природний та інтуїтивно зрозумілий людині опис кольору [1].

Отримати кольоровий тон для моделі HSV можна із простору RGB.

На рис. 3 зображено об'єкт та результат розпізнавання об'єкту за помаранчевим кольором.

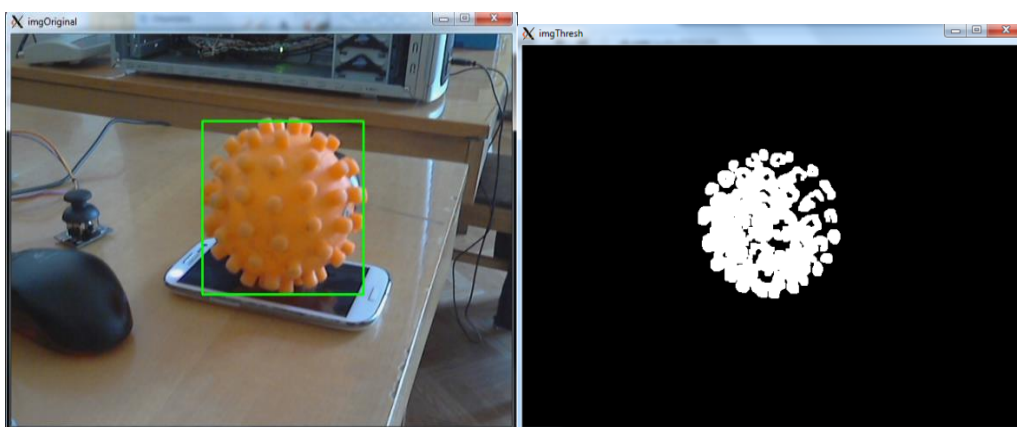


Рис. 3. Розпізнавання об'єкту за помаранчевим кольором

Після ідентифікації об'єкта, знаходимо його координати відносно оптичної осі камери в системі координат розширення цієї ж камери (320x240). Знаючи початкову точку зеленого прямокутника (a; b) і його висоту (h) й ширину (w), знаходимо центр (x; y) об'єкта за наступними формулами:

$$x = a + \frac{h}{2} \quad (1)$$

$$y = b + \frac{w}{2} \quad (2)$$

Маючи координати об'єкта, крокові двигуни здійснюють кругові повороти камери, в основі якого є залежність від різниці відстаней центру камери(оптичної осі) і координат об'єкта. Зважаючи на те, в якій частині зображення кадру об'єкт знаходиться, на двигун посилається команда обернутися у відповідну сторону.

На прикладі ситуації, яка відтворена на рис. 4, об'єкт знаходиться по ліву сторону від оптичної осі, двигун здійснює поворот системи проти годинникової стрілки.

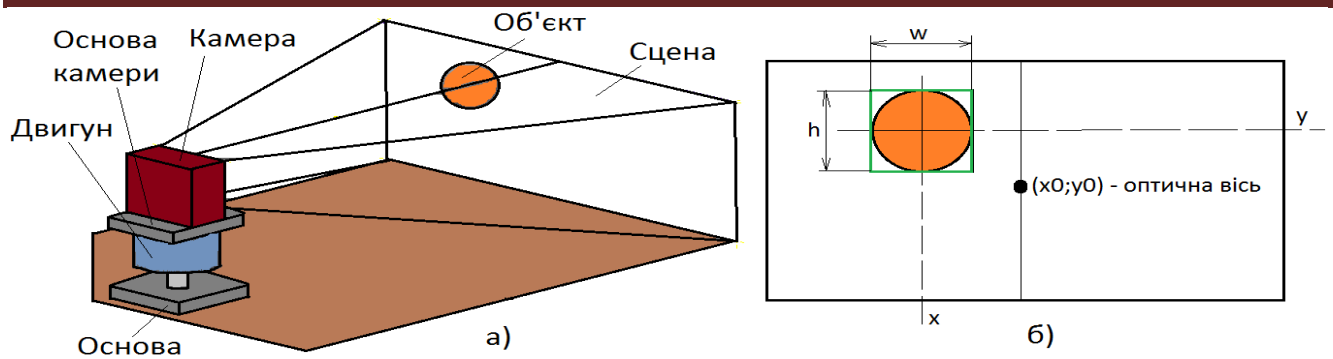


Рис. 4. а) Вид з боку на роботу СТЗ; б) зображення кадру камери

Також в алгоритм повороту двигуна було закладено наступні дії: при втраті об'єкта із поля зору, камера здійснює кутове переміщення в певному заданому діапазоні для знаходження об'єкта, при цьому в пам'ять програми записується останнє положення координат центру об'єкта, і якщо воно зліва – початок пошуку в лівій стороні, якщо справа – спочатку в правій стороні діапазону.

Висновки. Було розроблена система технічного зору, мета якої стеження за відповідним об'єктом, як результат відповідні повороти камери за цим же об'єктом. СТЗ реалізована на основі ідентифікації спеціального кольору, через який відбувається знаходження об'єкта, його центра, координати якого використовуються для керування двигунів, щоб оптична вісь камери збігалася с координатами центра об'єкта. Система працює в режимі реального масштабу часу і її було перевірено на працездатність.

Ця система технічного зору може знайти практичне застосування в розвідувальних операціях, відтворення карт місцевості, спостереження території, транспортування різних посилок. Наприклад нехай ми відправляємо наш БПЛА з точки А до точки Б. По GPS навігатору ми даємо координати точки Б. В автономному режимі він здійснює переліт. Опинившись на координатах кінцевої точки його траєкторії, він виконує автоматичну посадку на вказане місце без втручання людини. Тобто людині не потрібно керувати політ БПЛА, що дає їй змогу займатися іншим.

Також БПЛА з СТЗ може виконувати військові операції (розвідка в тилу противника), оскільки є повністю автономним, але потрібно буде доповнити цей СТЗ алгоритмом повернення БПЛА до точки старту (в цій точці також може знаходитися символ «Н» для автоматичної посадки) наприклад по знімках, зроблених відеокамерою, у разі втрати сигналу від GPS, що забезпечить збереженню військової таємниці й затрачених на цей ЛА фінансів.

Література.

1. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. – М.: Техносфера, 2005. – 1072 с.
2. Хорн Б. К.П. Зрение роботов. – М.: Мир. – 1989. – 400 с.
3. Hoffmann G. CIE Color Space. - <http://www.fhoemden.de/~hoffmann/ciexyz29082000.pdf>.
4. Шапиро Л., Стокман Дж. Компьютерное зрение / Пер. с англ. – М.: БИНОМ. Лаборатория знаний. – 2006. – 752 с.

5. В. Г. Дзюба, А. Ю. Варфоломеев Системи технічного зору / Навчальне видання. – К.: НТУУ «КПІ», 2011 р. – 148 с.
6. <http://studopedia.org/6-105311.htm>
7. Техническое зрение в системах управления мобильными объектами-2010: Труды научно-технической конференции-семинара. Вып. 4 / Под ред. Р. Р. Назирова.— М. : КДУ, 2011.— 328 с.
8. Харченко В.П., Чепіженко В.І., Тунік А.А., Павлова С.В. – А 205 Авіоніка безпілотних літальних апаратів; За ред. В.П. Харченка. – К.: ТОВ «Абрис-принт», 2012.

УДК 629.7.01

КОТЧЕНКО О.С., ЗАКРЕВСЬКИЙ А.О., КОЗЕЙ Я.С.

ДОСВІД РОЗРОБКИ Й РЕЗУЛЬТАТ ЛЬОТНИХ ВИПРОБУВАНЬ ЛІТАЛЬНОГО АПАРАТУ НА РУЧНОМУ КЕРУВАННІ З ПЕРСПЕКТИВОЮ СТВОРЕННЯ БПЛА

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна,
andrew.zakrevskiy@gmail.com

Вступ. На сьогоднішній день важливими завданнями є переміщення вантажів на відстань та аерофотозйомка. Їх можуть вирішити невеликі літальні апарати (далі ЛА), перевагами яких є невисока ціна виготовлення, простота експлуатації, висока маневреність, мобільність. За невеликий проміжок часу можна легко оснастити безпілотний літальний апарат (далі БПЛА) необхідним обладнанням або ж вантажити вантажем та задати траєкторію польоту. Також в даний час є актуальною тема використання БПЛА у військових цілях: для розвідки або як ударна одиниця. Проблематика використання таких апаратів полягає у тому, що їх ціна досить велика у порівнянні з тими завданнями, які вони повинні виконувати. Виробники серійних моделей використовують технології та матеріали, які хоч і дають гарні показники міцності, але дуже дорогі. Такі комплекси часто мають нерозбірну конструкцію, яку важко транспортувати. Інша проблема, яка більш стосується гвинтокрилих ЛА, полягає у нетривалому польоті, так як використання декількох двигунів є більш енергозатратно. Для збільшення часу й дальності польоту як силову установку використовують двигуни внутрішнього згорання, але вони створюють значні вібрації які негативно впливають на цілісність конструкції та працездатність бортового обладнання. Така силова установка також виділяє велику кількість тепла, яку необхідно відводити додатковими пристосуваннями, її легко засікти теплотектором та створює значний рівень шуму.

Завдання. Завданням даної розробки було створити ЛА який у подальшому доопрацюванні буде оснащено необхідним комплексом пристроїв, що розширить функціонал з літака на ручному керуванні до БПЛА. Перевагою даного апарату є мала ціна, завдяки використанню дешевших матеріалів. Також конструкція підібрана таким чином, щоб використовувати літак у жорстких умовах із забезпеченням високої живучості. Літак буде мати просту розбірну ремонтпридатну конструкцію для мобільності та для можливості відремонтувати літак в польових умовах.

Реалізація задачі. Параметри ЛА було обрано такі, що найкращим чином задовольняють умови поставленої задачі. Було досліджено різні варіанти конструкції літаків, які дали б достатню міцність, ремонтпридатність та простоту. За основу було взято моделі Vixler та Skywalker.

За початкові параметри при розрахунку ЛА були задані: $V = 25$, $G = 2$, $C_{max} = 1.6$, де V – швидкість звалювання, м/с; G – маса літака, кг; C_{max} – максимальний коефіцієнт підйомної сили.

Площа крила була обрахована за формулою: $S = 207 * \frac{G}{C_{max} * V^2}$. Розмах крила: $L = \sqrt{8.4 * S}$, де коефіцієнт перед площею відповідає видовженню крила. Середня аеродинамічна хорда крила: $V_{сах} = \frac{S}{L}$.

Спроекований літак має традиційну компоувальну схему. Є високопланом з прямим однолонжеронним крилом великого видовження, крило нерозбірне. На крилі розташовані елерони та закрилки.

Використання класичної схеми дає зручне центрування літака, а також легшу конструкції в порівнянні з «літаючим крилом» та кращу керованість та стабільність польоту в порівнянні зі схемою «качка». Крило розміщене у верхній частині фюзеляжу для того щоб при посадці воно не пошкодилось від удару та тертя. Основне навантаження приймаю на себе потовщений низ фюзеляжу. Крило є прямим в плані, так як найефективніше показує себе при дозвуковому польоті. Для зміцнення в крилі встановлено лонжерон із соснової рейки.

Оперення Т-подібне, складається з нерухомих кіля та стабілізатора, на яких розташовані кермо висоти та напрямку відповідно. Верхнє положення стабілізатора запобігає його пошкодженню при посадці на ґрунт. Вертикальне та горизонтальне оперення нерухомі для забезпечення жорсткості.

Площа горизонтального оперення розраховувалася за формулою: $S_{го} = 0.16 * S$.

Розмах горизонтального оперення: $L_{го} = \sqrt{4 * S_{го}}$. Хорда горизонтального оперення: $V_{го} = \frac{S_{го}}{L_{го}}$. Площа вертикального оперення: $S_{во} = 0.1 * S$. Розмах вертикального оперення: $L_{во} = 2.9 * V_{сах}$.

Зважаючи на недоліки використання двигунів внутрішнього згорання було обрано силову установку, яка представлена трьохфазним електричним двигуном, який приводить в рух дволопатевиий штовхаючий пропелер. Такі двигуни легко замінюються у разі виходу зі строю. Двигун встановлено у

Таблиця 1. Характеристики ЛА

Розмах	1900мм
Площа крила	4300см ²
Ширина фюзеляжу	100мм
Довжина	1210мм
Тривалість польоту	до 20хв
Радіус дії	500м
Плече елеронів	1424мм
Площа ГО	889см ²
Площа ВО	388см ²
Площа руля висоти	223см ²
Площа кермана напрямку	109см ²
САХ	232мм
Видовження	8.4
Вага	1.5 кг
Швидкість звалювання	23 км/год
Тяга двигуна	до 2кг
Потужність двигуна	500вт

верхній частині фюзеляжу щоб у раз посадки не відбулося його пошкодження. Фюзеляж має складну обтічну форму, який призначений для розміщення електричного обладнання та корисного навантаження в ньому. У фюзеляжі є два люки (боковий та носовий) для зручного доступу всередину нього. Замість носового люка передбачено встановлення ліхтаря з відеокамерою. Шасі відсутні, щоб зменшити вагу літака та лобовий опір, запуск проводиться з рук. Детальні характеристики наведені в таблиці 1.

Випробування. У ході випробувань ЛА запускався з рук та перебував у повітрі до повної розрядки акумулятора. Задля отримання експериментальних даних, було прийнято рішення про проведення таких небезпечних маневрів, як: вихід на закритичний кут атаки; розворот з кутом крену близьким до 90 градусів; політ при мінімальній швидкості задля перевірки штопорних характеристик літака.

Було проведено дві серії польотів з двома акумуляторами 2.2 Ач та 5 Ач з тривалістю польоту 25 хв та 50хв відповідно.

Проаналізувавши отримані результати, можна зробити висновок: літак жодного разу не звалювався у штопор и весь час був керованим. Чутливість елеронів дає змогу змінити напрямок руху на протилежний за 5сек., при радіусі розвороту 10-15 метрів. За весь час випробувань літак здійснив 5 зльотів та посадок без механічних пошкоджень.



Рис. 1. Готовий ЛА на льотних випробуваннях

Висновки та перспективи. Збудований ЛА задовольняє всі поставлені для нього задачі. В майбутніх перспективах є встановлення на літак акумуляторів більшої енергоємності та двигуна більшої потужності що розширить радіус використання, час польоту та максимальну вагу навантаження, що може транспортувати літак. А також буде встановлена система автоматичного керування літаком, призначення якої без втручання людини вести літак по заданій траєкторії.

Література.

1. *Основы проектирования летательных аппаратов (транспортные системы). Учебник для технических вузов/В. П. Мишин, В. К. Безвербый Б. М. Панкратов и др.; Под ред В. П. Мишина. —М.: Машиностроение, 1985 —360 с.*

2. *Аэродинамика : учебник / А.М. Мхитарян. - М. : ЭКОЛИТ, 2012. — 448 с*

3. *Конструкция самолетов./О.А. Гребеньков—М.: Машиностроение, 1984 —240 с, ил.*

УДК 004

МАЦІЛЕЦЬКА О.С., ПРОХОРЧУК О.В.

ГІРОСТАБІЛІЗОВАНА ПЛАТФОРМА ДЛЯ АСТРОНАВІГАЦІЙНОЇ СИСТЕМИ БЕЗПІЛОТНОГО ЛІТАЛЬНОГО АПАРАТУ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна, esibirskaya@gmail.com

Вступ. Гіроскопічні стабілізатори завдяки своїй властивості не тільки зберігати задане положення, а й утримувати необхідну орієнтацію інших предметів знайшли широке застосування для вирішення багатьох завдань. Наприклад, на них покладаються завдання щодо стабілізації та управління цілою низкою спеціальних бортових систем: антени бортових радіолокаційних станцій, чутливі елементи головок самонаведення реактивних снарядів, авіаційні приціли, аерофотоапарати і ін. Гіроскопічні системи застосовуються в різних областях техніки: в авіації і на морських судах - для цілей навігації і автоматичного управління рухом корабля; в артилерії і на танках - для визначення курсу і стабілізації прицілів і знарядь на заданому напрямку в просторі; в гірничорудній і нафтової промисловості - при прокладанні шахт і тунелів, при бурінні нафтових свердловин і т.д. [1-4]. Основною частиною будь-якого гіроскопічного приладу або системи є гіростабілізатор, який визначає точність і експлуатаційні характеристики гіроскопічних систем.

Постановка задачі. Дана робота присвячена розробці гіростабілізатора для астронавігаційної системи, основним завданням якої є визначення координат і курсу об'єкта, також корекція інерціальної навігаційної системи літака. Основним призначенням системи є підвищення точності інерціальної навігаційної системи, а також вирішення проблеми накопичення помилок навігаційних параметрів в інерціальній навігаційній системі. Так як точність визначення останніх безпосередньо пов'язана з точністю стабілізації кутово-вимірювального приладу, то до гіростабілізатора висуваються жорсткі вимоги по точності.

Функціональна схема астронавігаційної системи. Розроблена функціональна схема астронавігаційної системи, яка представлена на рис. 1, де позначено: 1 - зовнішня рамка карданова підвісу, 2 - внутрішня рамка, 3 - платформа, 4 - азимутальна рамка телеблока, 5 - телеблок, АІНС — астроінерціальна навігаційна система, ВД — виконавчий двигун, ДК — давач кута, ДС — двигун стабілізації, ІНС — інерціальна навігаційна система, ПК — перетворювач координат.

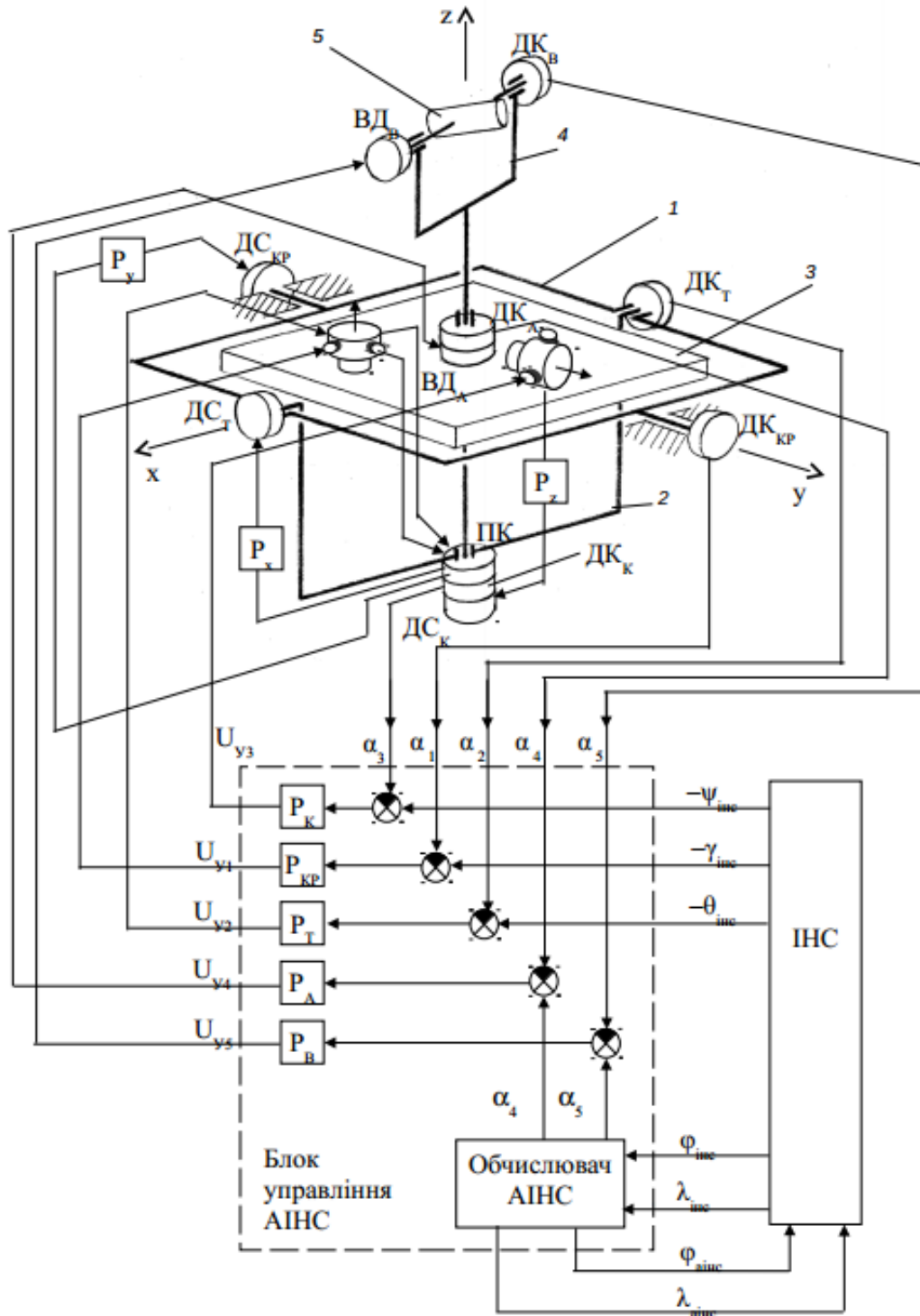


Рис.1 Функціональна схема астронавігаційної системи

В ідеалі платформа стабілізується в географічній системі координат. Стабілізація відбувається по трьох осях за допомогою двигунів ДСК, ДСТ, ДСКР, які управляються за сигналами з датчиків кута ДНГ через регулятори. При цьому ДСК управляється безпосередньо через ДК Z_1 , а ДСТ і ДСКР по сигналам з ДК X_2 і ДК Y_2 через перетворювач координат. По курсу платформа стабілізується за сигналами з ДНГ₁, відстежуючи його положення по ланцюгу ДК $Z_1 \rightarrow P^Z \rightarrow ДСК$. При цьому

сам гіроскоп коригується за сигналами неузгодженості між заданим кутом з інерціальної навігаційної системи і реальним з ДК_к. Оскільки помилка інерціальної навігаційної системи має властивість накопичуватися з часом, то періодично (раз в дві хвилини) з кутково-вимірального приладу надходить на обчислювач астроінерціальної навігаційної системи сигнал з інформацією про кут курсу (на схемі не показаний), звідки він потрапляє в інерційну навігаційну систему і коригує поточне значення кута курсу. Скориговане значення порівнюється з сигналом ДК_к і поступає на ДМ \mathcal{X}_1 , який повертає ДНГ₁ на кут неузгодженості. Платформа повертається слідом за гіроскопом і процедура повторюється.

По крену і тангажу платформа управляється за сигналами з ДНГ₂. Якщо платформа відхилилася від горизонту на деякий кут, то сигнал з ДК \mathcal{X}_2 і ДК \mathcal{Y}_2 надходить на перетворювач координат, де він розподіляється і через регулятори потрапляє на ДС_т і ДС_{кр}, які повертають платформу в горизонтальне положення. При цьому догляд гіроскопа контролюється за даними з ДК_т і ДК_{кр}, які порівнюються з кутами тангажа і крену, що видаються інерціальною навігаційною системою і сигнали про кути неузгодженості через регулятори подаються на ДМ \mathcal{Y}_2 і ДМ \mathcal{X}_2 , які повертають ДНГ₂ в горизонтальне положення.

Система рівнянь руху. Для наведеної на рисунку схеми отримані рівняння руху тривісного індикаторного гіростабілізатора і двовісного підвісу телеблока.

Рівняння руху зовнішньої рамки, де $\lambda_i \equiv \alpha_i$:



Рівняння руху внутрішньої рамки:



Рівняння руху платформи:



Рівняння руху азимутальної рамки телеблоку:



Рівняння руху телеблоку:



$Ox_3y_3z_3$ - система координат, пов'язана з корпусом літального апарату так, що вісь y_3 спрямована уздовж поздовжньої осі у напрямку польоту; вісь z_3 - спрямована вертикально вгору; вісь x_3 - утворює праву систему координат; $Ox_1y_1z_1$ - система координат пов'язана з зовнішньої рамкою, вісь y_1 спрямована уздовж осі обертання рамки; $Ox_2y_2z_2$ - система координат пов'язана з внутрішньої рамкою, вісь x_2 спрямована уздовж осі обертання рамки; $Ox_3y_3z_3$ - система координат пов'язана з платформою вісь, z_3 спрямована уздовж осі обертання платформи; $Ox_4y_4z_4$ - система координат пов'язана з рамкою телеблока, вісь z_4 спрямована

уздовж осі обертання цієї рамки; $Ox_5y_5z_5$ - система координат пов'язана з телеблоком вісь x_5 спрямована уздовж його осі обертання.

$\beta_1, \beta_2, \beta_3$ - кути задають положення платформи щодо опорної системи координат; ці кути є помилкою стабілізації; β_4, β_5 - кути, які є помилкою установки телеблока по азимуту і висоті відповідно.

$\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \alpha_5$ - кути, що задають взаємне положення рамок і корпусу літального апарату; α_1 - кут повороту зовнішньої рамки щодо корпусу літального апарату; α_2 - кут повороту внутрішньої рамки щодо зовнішньої; α_3 - кут повороту платформи щодо внутрішньої рамки; α_4 - кут повороту рамки телеблока щодо платформи; α_5 - кут повороту телеблока щодо рамки.

γ, θ, ψ - відповідно крен, тангажу і ристання літального апарату в опорній системі координат.

J_{qi} - момент інерції i -го тіла відносно Q -й вісі, ω_{qi} - проекція абсолютної кутової швидкості i -го тіла відносно Q -й вісі, M_{qi} — збурювальні моменти навколо вісей стабілізації, $i=1..5$ номер тіла, $Q=x, y, z$ - вісі.

Висновки. У даній роботі були розглянуті різні способи реалізації побудови стабілізованою платформи, обрана функціональна схема приладу з гіроскопічною стабілізацією по трьох осях і використанням інформації зовнішньої навігаційної системи для корекції гіроскопів, отримана математична модель платформи і азимутально-висотного підвісу телеблока, обрані чутливі і виконавчі елементи виходячи з вимог технічного завдання, спроектовані контури стабілізації за допомогою методу бажаних логарифмічних амплітудних характеристик, проведено моделювання роботи системи і досліджені похибки стабілізації при різних зовнішніх збурень. Аналіз результатів моделювання показав, що система задовольняє пред'явлення вимог по точності і підтвердив правильність проведених розрахунків.

Література:

1. *Гироскопические системы. Проектирование гироскопических систем. Ч. 2. Гироскопические стабилизаторы / Под ред. Д. С. Пельпора. - М.: Высш. шк., 1977. -223 с.*
2. *Лысов А.Н., Лысова А.А. Теория гироскопических стабилизаторов/ Учебное пособие. Челябинск/ Издательство ЮУрГУ, 2009. -117 с.*
3. *Малогобаритная инерциальная система: учебное пособие / В.В. Коваленко, А.Н. Лысов. – Челябинск: 2010. – 53 с.*
4. *Матвеев В.А., Подчерзцев В.П., Фатеев В.В. Гироскопические стабилизаторы на динамически настраиваемых гироскопах -58с.*

УДК 629.735.017

НЕЧИПОРЕНКО О.М., БУДИМ А.О.

МЕТОД АНАЛІЗУ БЕЗВІДМОВНОСТІ СИСТЕМИ ПОВІТРЯНИХ СИГНАЛІВ НА БАЗІ ЧАСТОТНИХ ДАТЧИКІВ ТИСКУ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», м. Київ, Україна, e-mail: olena.mn@gmail.com, budimarthur@gmail.com

Вступ. Система повітряних сигналів (СПС) – це автономна система, що складається з датчиків первинних аеродинамічних параметрів, обчислювача і

показчиків [1]. Набула широкого використання в авіаційній техніці, внаслідок своєї здатності об'єднати у собі всі датчики і показчики в єдину систему, виключивши дублювання і неузгодженість інформації.

До первинних параметрів СПС відносяться: тиск статичний, тиск повний, температура гальмування, кут атаки, кут ковзання.

Проблема забезпечення надійності СПС і досі залишається одною з найважливіших проблем сучасної теорії надійності систем ЛА, оскільки з часом, СПС стають складнішими.

Аналіз публікацій. Показником надійності є кількісна характеристика одної або декількох властивостей, які визначають надійність системи [2]. В нашій системі можна виділити три періоди роботи: період обкатки, період нормальної експлуатації і період інтенсивного зношування[3]. В перший період життя система не є самою надійною. Це характеризується тим, що в систему входять елементи з непомітними дефектами. Найбільша кількість відмов в період обкатки виникають в початковий період роботи СПС. Другий період життєвого циклу роботи системи є найбільш стабільним і з найменшою кількістю відмов. Під час третього періоду інтенсивність відмов залежить від умов його експлуатації.

Забезпечення надійності є єдиним процесом, який охоплює всі періоди роботи СПС. На нашому етапі (науково-дослідницький) основним є розв'язання задачі прогнозування безвідмовності, а саме наробіток до відмови.

Методам аналізу надійності присвячена велика кількість робіт [3-5]. З відомих робіт можна виділити лише роботи [6-7], в яких розглянуті окремі питання побудови дерева відмов, в яких подано опис комбінацій подій, що призводять до певного збою системи, а також метрологічна надійність датчиків сприйняття первинних параметрів руху ЛА. Під метрологічною надійністю будемо розуміти властивість засобів вимірювання зберігати встановлені значення метрологічних характеристик під час певного часу при нормальних режимах і робочих умовах експлуатації. Наведено також метод, який використовує параметричну надійність [8], де параметри системи вносяться в кожен графічний елемент, що служать для відображення елементарних подій і логічних операцій.

Аналіз проблеми. Під безвідмовністю СПС розуміють [2] властивість системи зберігати працездатність безперервно протягом деякого часу або деякого наробітку. Ця властивість особливо важлива для об'єктів, відмова в роботі яких пов'язана з небезпекою для життя людей. У багатьох технічних системах визначальний параметр (ВП), який домінує як «найслабша ланка» [8] з точки зору параметричної безвідмовності, тобто є кількісною мірою її якості, має властивість з часом змінюватися і виходити за допустимі межі [9, 10]. В СПС на базі частотних датчиків повітряного тиску таким ВП є частота вихідного сигналу датчиків.

Оскільки «найслабшою ланкою» вимірювальної системи є параметрична безвідмовність первинних вимірювальних перетворювачів, необхідно і достатньо зробити аналіз безвідмовності частотних датчиків тиску (ЧДТ), що входять до складу СПС.

Частотний датчик тиску з циліндричним резонатором, який входить до складу системи повітряних сигналів (СПС) літака, представляє собою автоколивальну систему. При проектуванні автоколивального контуру частотно-залежної системи «механічний резонатор – система збудження коливань» частотного датчика та аналізі його безвідмовності можна використати запропонований в [9, 10] критерій параметричної надійності робастно стійких систем автоматичного керування, розглядаючи у якості визначального параметра частоту власних коливань циліндра механічного резонатора і використовуючи лінійну фізично-ймовірнісну модель зміни товщини стінки у часі за рахунок її фізичної деградації.

Мета дослідження – розробка методу аналізу параметричної безвідмовності СПС з частотними датчиками тиску для підвищення економічної ефективності відомих методів аналізу надійності.

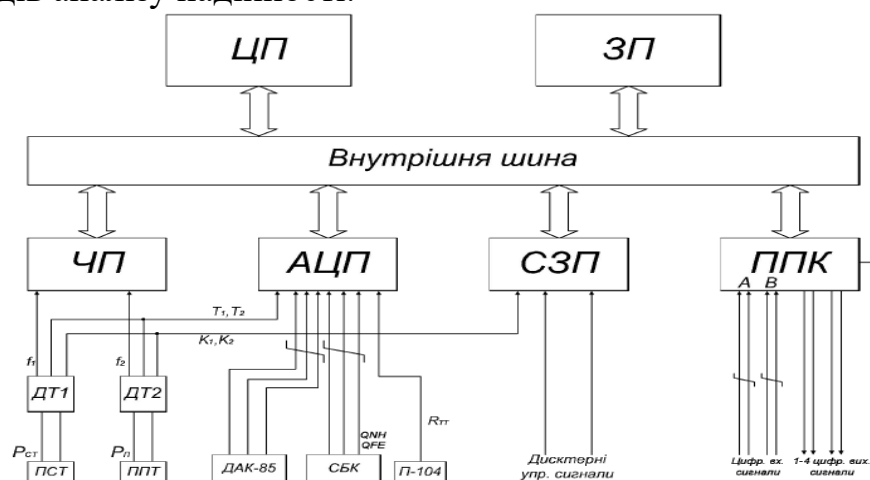


Рис. 1. Функціональна схема досліджуваної СПС

Метод аналізу безвідмовності частотного датчика тиску системи повітряних сигналів літака.

На рис. 1 зображена функціональна схема досліджуваної СПС, де: ЦП – центральний процесор, ЗП – запам'ятовувальний пристрій, ЧП – частотний перетворювач, АЦП – аналогово-цифровий перетворювач, СЗП – спеціально запам'ятовувальний пристрій, ППК – приймальний передатчик коду, ДТ – датчик тиску, ПСТ – приймач статичного тиску, ППТ – приймач повного тиску, ДАК – датчик кута атаки, СБК – сигнали барокорекції, QNH – значення тиску на висоті середнього рівня моря, QFE – значення тиску на рівні аеродрому, П-104 – датчик температури гальмування.

В системі застосовані частотні датчики тиску типу ДТЧ (датчик тиску частотний). Чутливим елементом датчика є тонкостінний металічний циліндр (резонатор), ввімкнений в контур електромеханічного генератора. Частота коливання контуру визначається різницею тисків повітряного середовища всередині і зовні циліндра. Велике значення добротності контуру обумовлює високу стабільність характеристики зміни частоти від тиску. Індивідуальна характеристика кожного датчика описується математичним виразом, коефіцієнти якого зберігаються в при-

строї ПЗП. Датчики мають вбудовані вимірювачі температури, сигнали яких перетворюються в код у вузлі АЦП.

На основі наведених вище даних проаналізуємо надійність СПС та розробимо метод параметричної надійності на основі ВП частотного датчика тиску.

При використанні методу [10] для ВП об'єкта встановлюється деяке граничне (критичне) значення $A_{гр}$ [9], у разі досягнення якого порушується працездатність об'єкта. Випадковий час досягнення ВП $A(t)$ значення $A_{гр}$ є часом безвідмовної роботи об'єкта, його знаходять за формулою $t_{гр} = \frac{A_{гр} - A_0}{\Psi}$, де A_0 – номінальне значення ВП, Ψ – швидкість зміни ВП у часі за рахунок фізичної деградації об'єкта. Для аналізу параметричної безвідмовності об'єкта цим методом на дослідження одночасно встановлюється j таких об'єктів, а моменти виходу ВП кожного об'єкта за допуск фіксуються як моменти $t_{грj}$ втрати працездатності j -им об'єктом, а процес фізичної деградації об'єкта апроксимують полюсною випадковою функцією [10], за якою визначаються кількісні показники безвідмовності об'єкта.

Оскільки не завжди є можливість провести такий же дослід з j частотними датчиками тиску (наприклад, для аналізу надійності об'єктів з високою вартістю (собівартістю), де j – кількість досліджуваних ЧТД, щоб встановити їх час наробітку до відмови, скористаємось новим методом, який дозволить експериментально визначити полюсну випадкову функцію $A(t)$ і статистичну оцінку часу $t_{гр}$, досліджуючи лише один датчик. Метод призначений масового або крупносерійного виробництва.

Аналіз параметрів СПС показав, що ВП СПС це вихідна частота ЧДТ. Оскільки не завжди є можливість провести такий же дослід з j частотними датчиками тиску, де j – кількість досліджуваних ЧТД, щоб встановити їх час наробітку до відмови, скористаємось новим методом, який дозволить експериментально визначити полюсну випадкову функцію $A(t)$ і статистичну оцінку часу $t_{гр}$, досліджуючи лише один датчик.

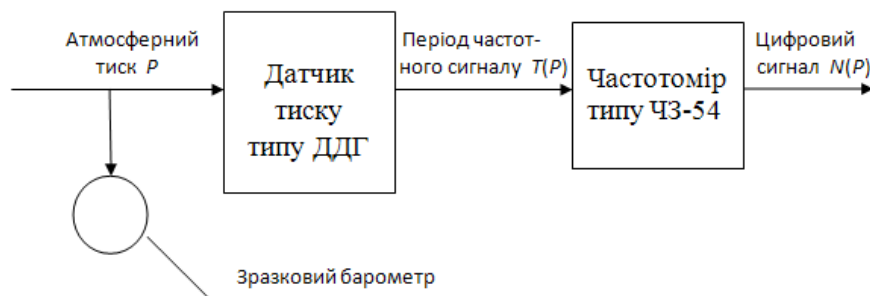


Рис. 2. Схема установки для експериментального дослідження випадкової функції $A(t)$ визначального параметра СПС

Систематизована сукупність кроків (або алгоритм), які потрібно здійснити за цим методом:

- 1) поставити об'єкт дослідження, а саме ЧДТ, на наробіток в нормальних умовах (рис 2);
- 2) знімати змінення значень вихідної частоти $A(t)$ у часі;
- 3) зафіксувати момент виходу частоти $A(t)$ за межі допуску $t_{гр}$, який слугує мірою безвідмовної роботи ЧДТ;
- 4) отримати полюсну випадкову функцію $A(t)$ (рис. 4), перемістивши кожний j -ий графік в початок координат і

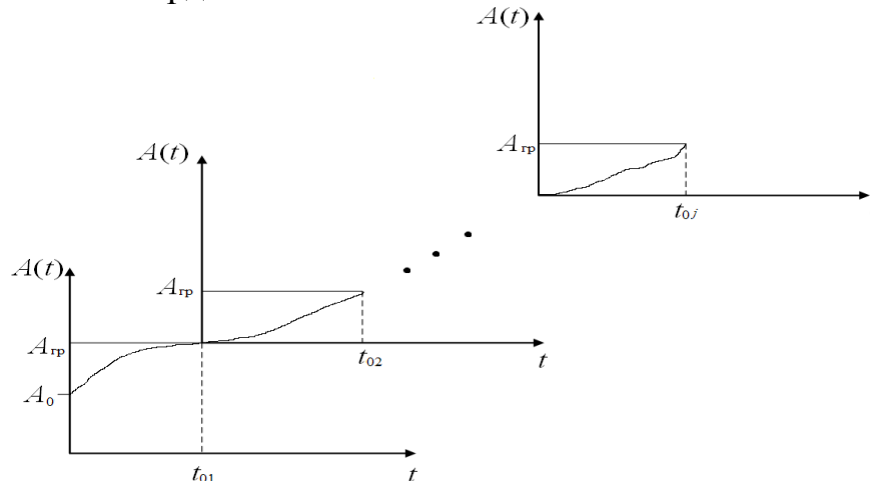


Рис. 3. Графіки зміни визначального параметру СПС на j -их проміжках наробітку

- 5) за отриманою полюсною функцією $A(t)$ визначити кількісні показники параметричної безвідмовності об'єкта за відомим методом [10], де замість кількості j досліджуваних датчиків використати кількість j досліджуваних інтервалів (проміжків) наробітку ЧДТ.

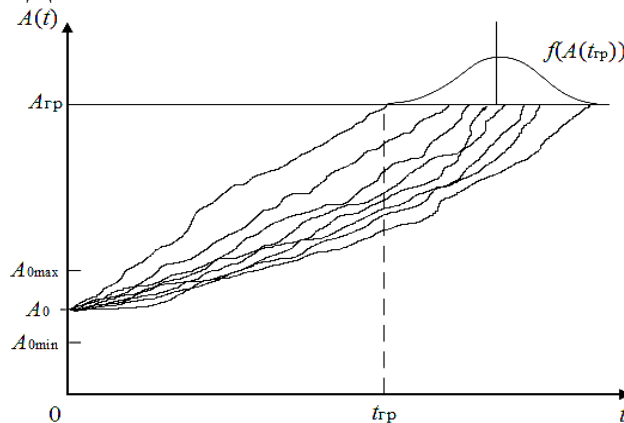


Рис. 4. Полюсна випадкова функція $A(t)$ визначального параметра СПС

Аналіз отриманої полюсної функції показав, що значення випадкової швидкості зміни ВП обмежені нижньою Ψ_H і верхньою Ψ_B межами:

$$\Psi \in (\Psi_H, \Psi_B) \text{ за } \Psi_H > 0, \Psi_B > 0.$$

За результатами експериментальних досліджень знайдено, що аргумент Ψ має усічений нормальний розподіл, щільність якого має вигляд

$$f(\Psi) = cf(\psi) = \frac{c}{S_{\psi}\sqrt{2\pi}} \exp\left\{-\frac{(\Psi - m_{\psi})^2}{2S_{\psi}^2}\right\},$$

де $f(\psi)$ – щільність нормального (неусіченого) розподілу Гауса; c – нормувальний множник, який обумовлений тим, щоб площа під кривою щільності розподілу дорівнювала одиниці, тобто $c \int_{\psi_2}^{\psi_1} f(\psi) d\psi = 1$.

За допомогою підстановки $z = \frac{\Psi - m_{\psi}}{S_{\psi}}$, де m_{ψ} , S_{ψ} – відповідно математичне сподівання та середнє квадратичне відхилення неусіченого нормального розподілу швидкості зміни ВП, після перетворення отримуємо

$$c = \frac{1}{\Phi(z_2) - \Phi(z_1)}, \quad (1)$$

де $\Phi(z)$ – нормована функція Лапласа, $z_1 = \frac{\psi_H - m_{\psi}}{S_{\psi}}$; $z_2 = \frac{\psi_B - m_{\psi}}{S_{\psi}}$,

Щільність розподілу часу досягнення ВП значення $A_{гр}$ з усіченим нормальним розподілом швидкості Ψ з використанням віялових моделей з нульовим початковим розсіюванням [2] має вигляд:

$$f(t) = f[A(t)] = \frac{c\beta}{t^2\sqrt{2\pi}} \exp\left\{-\frac{1}{2}\left(\frac{\beta}{t} - \alpha\right)^2\right\} \quad (2)$$

за $t_1 < t < t_2$, де t_1 , t_2 – межі зміни часу $\{t\}$ виходу ВП за значення $A_{гр}$, $t_1 = \frac{A_{гр} - A_0}{\psi_B}$, $t_2 = \frac{A_{гр} - A_0}{\psi_H}$, щільність розподілу $f[A(t)]$ за формулою (2) відпові-

дає альфа-розподілу, параметри якого дорівнюють $\beta = \frac{A_{гр} - A_0}{S_{\psi}}$; $\alpha = \frac{m_{\psi}}{S_{\psi}}$, а нор-

мувальний множник c можна знайти згідно з формулою (1); при цьому для альфа-розподілу $z_1 = \frac{\beta}{t_2} - \alpha$; $z_2 = \frac{\beta}{t_1} - \alpha$.

Висновки. Розроблено новий метод аналізу параметричної безвідмовності системи повітряних сигналів – метод експериментального дослідження визначального параметру цієї системи, що базується на критерії її параметричної стійкості. Створений метод дозволяє встановити кількісну міру безвідмовності – щільність розподілу параметричних відмов СПС, використовуючи лише частотний датчик тиску, що значно підвищує економічну ефективність методу.

Література

1. Клюев Г. И. *Авиационные приборы и системы: Учебное пособие* / Г. И. Клюев, Н. Н. Макаров; под ред. В. А. Мишина. – Ульяновск: УлГТУ, 2000. – 343 с.

2. Шубін Р.А. Надійність технічних систем і техногенний ризик: навчальний посібник / Р.А. Шубін. – Тамбов: Вид-во ФГБОУ ВПО «ТГТУ», 2012. – 80 с.
3. Чернов В. Ю. Надежность авиационных приборов и измерительно-вычислительных комплексов: учеб. пособие // В. Ю. Чернов, В. Г. Никитин, Ю. П. Иванов.– СПбГУАП. СПб., 2004. – 96 с.
4. William Q. Meeker *Statistical Methods for Reliability Data* – Wiley Publication, 1998 – 701 p.
5. Князьков П.В. Анализ и обеспечение надежности воздушных судов гражданской авиации в процессе эксплуатации – СПб: Питер, 2001-101 с.
6. D. J. Smith *Reliability, Maintainability and Risk 7e: Practical Methods for Engineers including Reliability Centred Maintenance and Safety-Related Systems* – Elsevier, 2005. – 350 p.
7. Когге Ю.К., Майский Р.А. Основы надежности авиационной техники: учеб. для студентов авиационных техникумов – М: Машиностроение, 1993 – 176 с.
8. Нечипоренко О. М. Основи надійності літальних апаратів. Навчальний посібник. – К.: НТУУ «КПІ», 2010. – 240 с..
9. Нечипоренко О. М. Критерій параметричної надійності робастно стійких систем автоматичного керування / О. М. Нечипоренко // Вісник НТУУ «КПІ». Інформатика, управління та обчислювальна техніка: Зб. наук. пр. – К.: Век, – 2011. – № 54. – С. 76 - 82.
10. О. М. Nechyporenko *The method of analysis of reliability of frequency pressure sensor for systems of air signals of aircraft / Electronics and Control Systems*, 2014. – № 3(41). – 41-46 p.

УДК 528.284

ОХОТНИКОВА О.Ю., ПРОХОРЧУК О.В.

АСТРОІНЕРЦІАЛЬНА НАВІГАЦІЙНА СИСТЕМА БЕЗПІЛОТНОГО ЛІТАЛЬНОГО АПАРАТУ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна, h.okhotnikova@gmail.com

Вступ. Високі вимоги до якості навігаційного забезпечення літальних апаратів пояснюють появу нових підходів в області розробки систем для визначення їх координат та просторової орієнтації. Поряд з існуючими системами, які активно використовуються на борту безпілотних літальних апаратів – інерціальні та супутникові навігаційні системи - особлива увага приділяється астрономічним системам, на базі яких створюються суміщені астроінерціальні навігаційні системи. Поєднання таких систем доцільне, так як робота такої поєднаної системи забезпечує надійність визначення параметрів орієнтації та навігації, а також зменшенням габаритів та збільшенням швидкодії систем за рахунок використання нових алгоритмів роботи систем. Також це пояснюється тим, що будь-якій високоточній навігаційній системі властиве накопичування похибок з часом. Тому з'являється необхідність корекції похибок БНС альтернативними засобами, які можуть вимірювати напрямки на дійсні астроорієнтири, наприклад зорі [1-4]. Таким чином, у роботі пропонується поєднання трьох систем в інтегровану навігаційну систему з метою підвищення надійності та швидкодії роботи системи.

Постановка проблеми. Дана робота присвячена розробці астроінерціальної системи навігації, яка буде отримувати необхідні параметри орієнтації та навігації з високою точністю для безпілотного літального апарату. Предметом дослідження є алгоритм роботи астроінерціальної навігаційної системи, особливістю якого є

визначення необхідних параметрів орієнтації та навігації за допомогою системи, що поєднує у собі астровізуючий пристрій, (АВП), безплатформену інерціальну систему (БІНС) та супутникову систему навігації (СНС). Система, що розробляється, повинна забезпечувати визначення координат та кутів орієнтації БПЛА з високою точністю – крен, тангажа та ролання з похибкою не більше 1 кут. хв, а координати – з похибкою не більше 10 метрів при режимі роботи БІНС-АВП-СНС. Маса системи не повинна перевищувати 10 кг. Поєднання таких систем доцільне, так як робота такої поєднаної системи забезпечує надійність визначення параметрів орієнтації та навігації, а також зменшенням габаритів та збільшенням швидкодії систем за рахунок використання нових алгоритмів роботи систем для безпілотних літальних апаратів (кватерніони та фільтр Калмана).

АІНС та її базова структурна схема роботи. Принцип роботи системи. Астроінерціальні навігаційні системи зазвичай представляють собою модифікацію інерціальної навігаційної системи. До складу системи входить додатковий пристрій збору і попередньої обробки астрономічної інформації, який називається «астрокорректор». Астроінерціальні навігаційні системи використовуються зазвичай на борту літаків стратегічної авіації, на космічних літальних апаратах, а також на великих ракетах. На рисунку зображена загальна функціональна схема роботи такої системи.

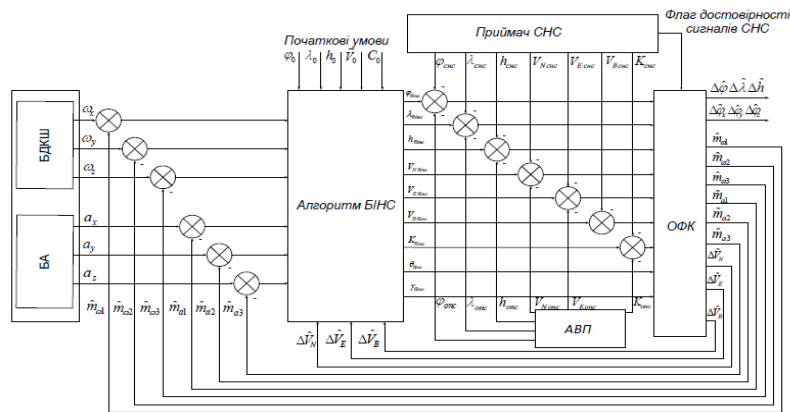


Рис. 1. Базова структурна схема роботи астроінерціальної системи

БІНС забезпечує визначення навігаційних параметрів і параметрів кутової орієнтації, супроводжуване з плином часу шулерівським накопиченням помилок визначення цих параметрів. З виходу БІНС на вхід астровізуючого пристрою через сонячний та зоряний візуючі об'єктиви постійно надходить завжди апріорна (нескоректована) інформація про просторове положення осі астровізуючого пристрою та пов'язаної з нею приладової системи координат АВП в інерціальну СК. В процесі обсервації зірок астровізуючим пристроєм зображення зірок проектуються на чутливий елемент АВП (ПЗС-матриця). Пристрій, що зчитує АВП зчитує зображення зірок з ПЗС-матриці, одночасно здійснюючи фільтрацію, виділення зіркоподібних утворень, їх селекцію по конфігураційним і енергетичним ознаками і обчис-

лює координати обраних зірок. У блоці електроніки АВП здійснюється пошук і розпізнавання виділених об'єктів (зірок) на основі порівняння поточного зображення зоряного неба і зоряного каталогу, що зберігається в блоці електроніки.

Структурна схема АНС. Результати моделювання. Динаміку кожної системи можна описати лінійні диференційні рівняння зі змінними у часі коефіцієнтами, які у результаті зводяться до системи з n - диференціальних рівнянь першого порядку.

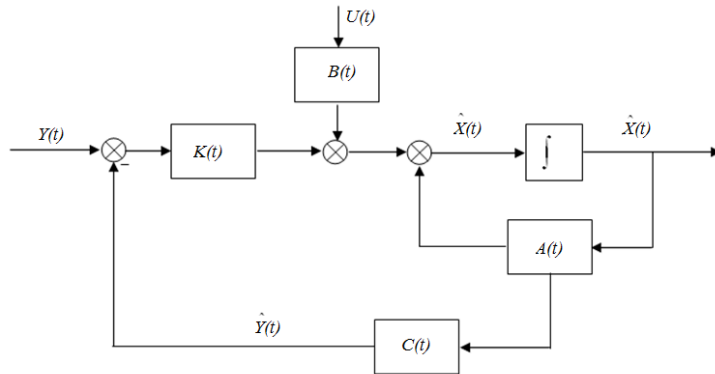


Рис. 2. Структурна схема обробки сигналів вимірювання за допомогою ОФК

У результаті отримуємо систему у матричному вигляді шляхом об'єднання n -змінних $\dot{x}_i(t)$, що описують динаміку, у вектор $X(t)$.

$$\dot{X}(t) = A(t)X(t) + B(t)U(t) + G(t)W(t)$$

Алгоритм оцінки (відновлення) вектора стану $X(t)$ описується наступними рівняннями (рівняння оптимального фільтра Калмана):

$$\hat{X}(t) = F(t) \times \hat{X}(t) + U(t) + K(t) \times (Y(t) - \hat{Y}(t)); \quad \hat{Y}(t) = C(t) \times \hat{X}(t).$$

Представимо похибки ЧЕ БІНС a_i, ω_i ($i=x, y, z$) у вигляді:

$$\Delta a_i = m_{ai} + \eta_{ai}(t) + \widehat{m}_{ai}; \quad \Delta \omega_i = m_{\omega i} + \eta_{\omega i}(t) + \widehat{m}_{\omega i}$$

де $m_{ai}, m_{\omega i}$ - повільно мінливі випадкові складові зсувів нулів акселерометрів і дрейфів ДКШ; $\eta_{ai}(t), \eta_{\omega i}(t)$ - шуми виміру акселерометрів і ДКШ.

Щоб оцінити похибок БІНС, що включені у вектор стану $X(t)$ скористаємось оптимальним фільтром Калмана (ОФК). Вектор стану системи:

$$X = [\Delta \xi \ \Delta \eta \ \Delta \zeta \ \Delta V_\xi \ \Delta V_\eta \ \Delta V_\zeta \ \Delta \varphi_x \ \Delta \varphi_y \ \Delta \varphi_z \ m_{ax} \ m_{ay} \ m_{az} \ m_{\omega x} \ m_{\omega y} \ m_{\omega z}]^T$$

Вектор вимірів $Y(t)$ для ОФК формується з різниці між координатами та швидкостями, визначеними за допомогою БІНС і приймача супутникової навігаційної системи (СНС) та АВП. ξ, η, ζ – проекції прямокутних координат і лінійної швидкості руху об'єкта на вісі інерційної системи координат.

Стандартна процедура дискретного фільтра Калмана (оцінка похибок БІНС):

1. однокрокове прогнозування $\hat{X}(k+1|k)$ оцінки вектора стану $X(k+1)$ за даними на k -ому кроці;

2. обчислення оцінки $X(k+1)$ вектора стану $X(k+1)$ з урахуванням поданих у момент $t_{k+1} = (k+1) \cdot \Delta t$ вимірів $Y(k+1)$;

У результаті застосування алгоритму ОФК, після звернення до процедури, одержуємо оптимальну оцінку $\hat{X}(t)$ усього вектора стану $X(t)$, тобто оцінку всіх похибок БНС на момент часу t . Похибки і оцінки координат як результат моделювання:

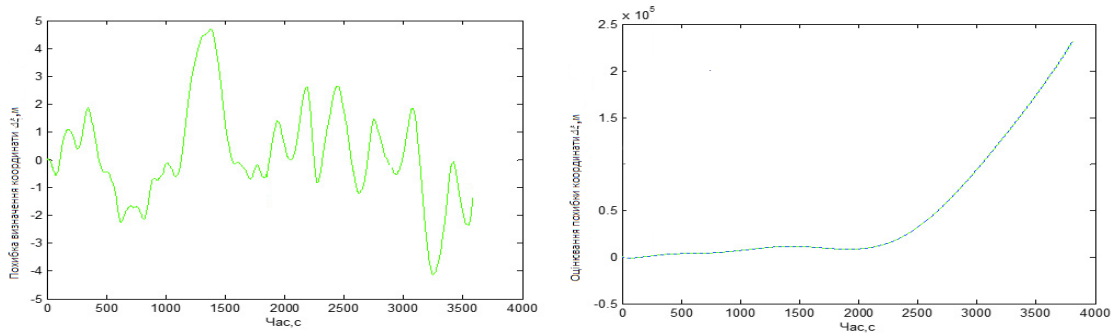


Рис.3. (а) і (б)- похибка та оцінка $\Delta \xi$ координати об'єкта.

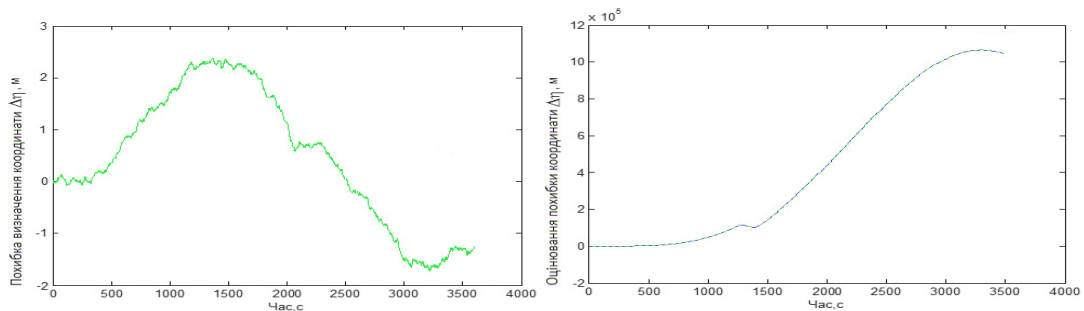


Рис.4. (а) і (б)- похибка та оцінка $\Delta \eta$ координати об'єкта.

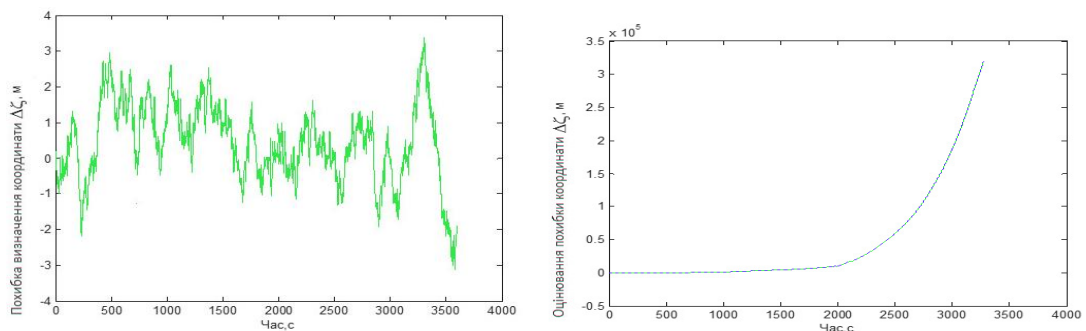


Рис.5. (а) і (б)- похибка та оцінка $\Delta \zeta$ координати об'єкта.

Висновки. Було проаналізовано та висвітлено такий вид систем як астроінерціальні навігаційні системи. Вибраний алгоритм орієнтації з рівняннями кватерніонів (параметри Родріго-Гамільтона) показав збільшення швидкодії системи за рахунок спрощення самої програми. Хоча матричні рівняння набувають більш складного виду, кількість виконаних операції скорочується, що було підтверджено моделюванням. Математичне моделювання роботи системи підтвердило високу

точність, надійність системи та доцільність використання поєднання астрономічних, навігаційних та інерціальних мікромеханічних систем, а також показало можливість підвищення точності системи за допомогою оптимального фільтра Калмана. В цілому результати моделювання роботи показали високу ефективність інтегрування БНС та астровізуючого пристрою на основі ФК та при створенні інтелектуальних навігаційних бортових систем БПЛА.

Література:

1. *Гироскопические системы. Проектирование гироскопических систем.* / Под ред. Д. С. Пельпора. - М.: Высш. шк., 1977. -223 с.
2. *Современные проблемы ориентации и навигации космических аппаратов/ под ред. Аванесова Г. А – Сб. тр. 10–13 сентября 2012 года, Россия, Таруса-361 с..*
3. *Савельев В.В. Гироскопы, гироскопические приборы и системы, -131с*
4. *Соловьев Ю.А., Царев В.М., Коровин А.В. и др. Развитие глобальных, спутниковых навигационных систем и широкозонных функциональных дополнений. - М.: Радиотехника, 2009, №7.- С.110-118.*

УДК 629.735.017

ПАРХОМЕНКО А.С., САРИБОГА Г.В.

ВИКОНАВЧІ ЕЛЕМЕНТИ СИСТЕМИ КЕРУВАННЯ МІКРОСУПУТНИКА

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна, tonyplink@gmail.com

Постановка проблеми. Розвиток космічної галузі відбувається величезними темпами. Особливо швидко розвивається область навігації, космічних та експериментальних досліджень. Саме в цій області активно використовують мікросупутники.

В даний час, у зв'язку з підвищенням рівня складності наукових задач, до мікросупутників висуваються жорсткі вимоги в частині точності орієнтації і стабілізації становища супутника на орбіті.

Це пов'язане з підвищенням роздільної здатності вимірювальної апаратури і систем спостереження Землі з космосу.

Аналіз останніх досягнень та публікацій. Система орієнтації та стабілізації (СОС) повинна забезпечувати визначення просторового положення і управління орієнтацією, також положення на орбіті на всіх режимах експлуатації, включаючи повернення в робочий стан після втрати управління; роботу в безпечному режимі за умови відмови; контроль зміщення; і захист від збоїв електроніки системи управління.

На даний час системи стабілізації та орієнтації використовуються майже в усіх сферах промислової, авіаційної та космічної діяльності, склад яких обумовлюється сферою використання та вимогами до конструкції моделі.

Мета. Метою роботи є демонстрація моделі системи орієнтації та стабілізації (СОС) за допомогою створеного лабораторного стенду, розробка алгоритму та програмного забезпечення.

Викладення основного матеріалу. Система орієнтації та стабілізації (СОС) складається з датчика визначення орієнтації, виконавчих елементів і блоку управ-

ління системою орієнтації. Як датчик визначення орієнтації у складі МС використовується магнітометр МА-6. В якості виконавчих елементів системи управління орієнтації та стабілізації використовуються електромагнітні струмові котушки та двигун маховик. Блок управління системою орієнтації та стабілізації є сполучним елементом між датчиками та органами управління, а також між СОС і зовнішніми пристроями управління.

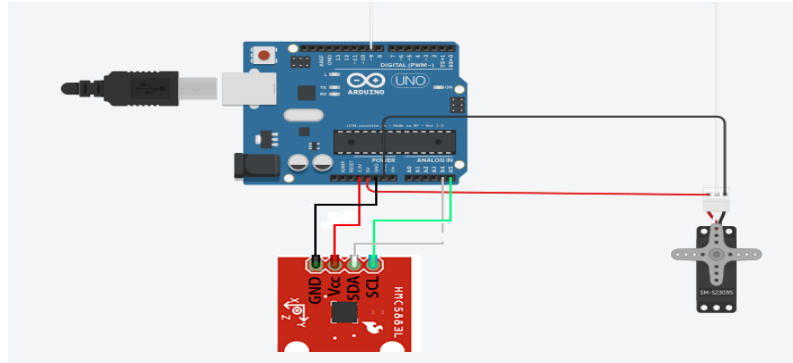


Рис.1. Схема підключення

Для моделювання алгоритму роботи системи керування мікросупутником було створено лабораторний стенд. До складу лабораторного стенду увійшли:

1. Мікроконтролер Arduino Mega 2560 (робоча напруга 5В, цифрові Вх/Вих 54, аналогові входи 16)
2. Магнітометр HMC58831 GY-271 (діапазон вимірювань: $\pm 1.3-8$ гаус; точність 5 мілі гаус, живлення 5 В)
3. Сервопривід SM-S2309s(робоча напруга 5В, швидкість 0.12 сек./60 град)
4. Програмне забезпечення Arduino IDE

Для визначення кутового положення системи використовуються чутливі магнітні елементи. Управління космічним апаратом зводиться до його орієнтації і програмним поворотам за допомогою створення керуючих сил і відповідно моментів повороту, прикладених до корпусу апарата. Двигун-маховик може забезпечувати силове управління мікросупутником для орієнтації корпусу паралельно осі свого ротора. Маючи в своєму розпорядженні три таких електродвигуна-маховика так, щоб осі їх роторів були паралельні трьом будівельним осям мікросупутника, можна забезпечити будь-яку орієнтацію і стабілізацію в цілому.

Засіб вимірювання, за допомогою якого визначають орієнтацію тіла, є магнітометр. Магнітометр знімає показання по трьох осях. Він призначений для вимірювання проєкцій індукції зовнішнього магнітного поля на три ортогональні осі. Сервопривід в даній моделі, виконує роль двигуна-маховика, який змінює напрямок обертання на 90° при зміні показань магнітометра. Коли одержувані значення магнітометра виходять за рамки допустимих, в нашому випадку це $x < 220$ та $y < 250$, тоді сервопривід проведе обертання на 90° вліво або відповідно вправо.

Схема підключення виконавчих елементів лабораторного стенду відображена на рис. 2.

Керування мікросупутником здійснюється бортовою системою. Яка відповідає за керування рухом мікросупутника навколо центру мас з використанням комплексу електромеханічних виконавчих елементів. В розробленій моделі мікроконтролер Arduino Mega 2560 виконує роль бортової системи, що приймає сигнал від чутливого елемента та передає на виконавчі елементи системи керування. Також живить енергією всі елементи системи. Системи керування це ті системи, які відносять до складних систем з великою кількістю елементів, схильних до відмов. Основною вимогою, яка пред'являється до такої системи, є висока надійність.

Результат роботи програми, виконаної в середовищі Processing Arduino IDE показано на рис. 3.

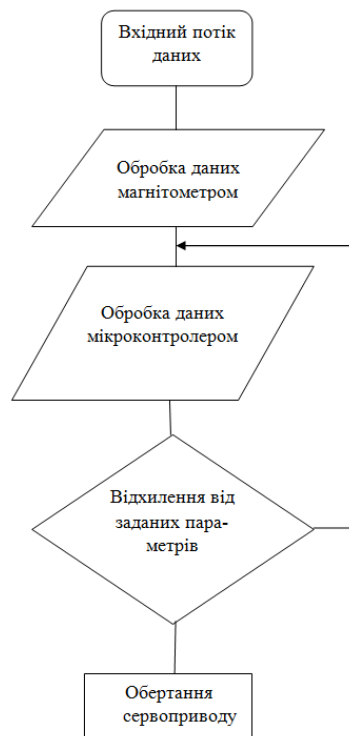


Рис.2. Блок-схема алгоритму роботи лабораторного стенду

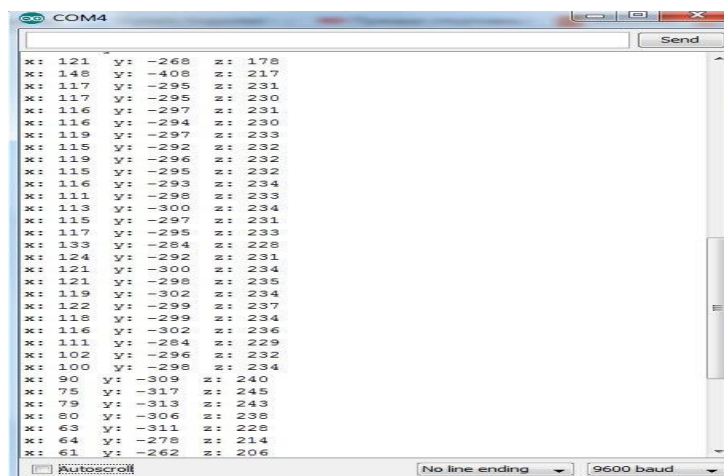


Рис.3. Результат виконання алгоритму

Висновки. Забезпечення і підтримка заданої орієнтації штучних супутників Землі являє собою одну з найважливіших завдань управління їх рухом. Певна орієнтація потрібна як для корекції траєкторії, так і для успішного виконання своїх функцій супутниками зв'язку, метеорологічними і навігаційними супутниками, для проведення в космосі багатьох наукових досліджень. Залежно від поставлених задач орієнтація штучних супутників може здійснюватися активними або пасивними методами. В даній роботі представлена та промодельована активна система орієнтації мікросупутника. Робота пасивних систем орієнтації супутників заснована на використанні властивостей гравітаційного і магнітного полів, ефекту опору атмосфери і світлового тиску, гіроскопічних властивостей тіл, що обертаються. Важлива властивість пасивних систем орієнтації супутників полягають в тому, що вони не вимагають датчиків орієнтації і виконавчих елементів і можуть функціонувати тривалий час, не витрачаючи енергію і паливо.

Література.

1. Лебедев Д. В. *Навигация и управление ориентацией малых космических аппаратов.* Киев 2006.
2. А. В. Крамлих *Модульное проектирование микро/наноспутников.* Самара 2010.
3. Павловський, М.А. *Системи керування обертальним рухом космічних апаратів* Київ 1997.
4. Мельников В.Н. *Управление ориентацией космического аппарата.* Москва 2011.

УДК 629.7.025.58

ПРЕДАЧЕНКО К.О.

РОЗРАХУНКОВЕ ДОСЛІДЖЕННЯ АЕРОДИНАМІЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК БЕЗПІЛОТНОГО ЛІТАЛЬНОГО АПАРАТУ З КРИЛОМ ЗАМКНЕНОЇ ПРОСТОРОВОЇ СХЕМИ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна, e-mail thexhs@gmail.com

Постановка проблеми. Ринок безпілотних літальних апаратів (БпЛА) стрімко зростає. Досвід бойових дій останніх років, а також умови ведення бойових дій в локальних конфліктах (і участь в миротворчих операціях) виявили потребу підвищити інформаційну забезпеченість наземних військ тактичного рівня [1]. Цій задачі відповідають БпЛА класів Micro та Mini згідно з класифікацією асоціації безпілотних систем Unmanned Vehicle Systems International [2]. Для БпЛА цього класу стоїть задача забезпечення високих злітно-посадочних характеристик, при збереженні компактності як в робочому стані (помітність та вірогідність влучання в БпЛА пропорційна його геометричним розмірам) так і при транспортуванні. Для рішення цієї задачі пропонується використати відмінну від широко розповсюджених класичної/качки/літаючого крила схему з замкненим крилом просторової конфігурації.

Аналіз останніх досягнень. Відома компоновальна схема БпЛА [3, 4], літаюче крило складної форми в плані, має недовіком низький діапазон центрувань, великі балансувальні втрати при збільшенні запасу статичної стійкості і неможливість використовувати злітно-посадочну механізацію. Пропонується рішення модифікації

компонувальної схеми, шляхом встановлення другого крила, перетворивши БПЛА в тандем з замкненим крилом складної просторової конфігурації [5]. Від такого рішення очікується збільшення запасу повздовжньої стійкості, зменшення балансувальних втрат, а неминучий ріст опору тертя має бути скомпенсованим зменшенням індуктивного опору внаслідок збільшення ефективності розмаху згідно результатам [6].

Мета досліджень. Провести розрахункові дослідження впливу другого крила з кінцевими аеродинамічними поверхнями, що утворюють замкнену просторову схему, на аеродинамічні характеристики літального апарату. Оцінити збільшення діапазону центрувань та запасу статичної стійкості БПЛА.

Методика дослідження. Розрахунок інтегральних аеродинамічних характеристик проводився шляхом розв'язку рівняння повного потенціалу панельно-вихровим методом симетричних особливостей реалізованим в програмі PANSYM розробки ЦАГІ [7].

Геометричні характеристики. Перше крило складної форми в плані малого подовження набрано з S-подібного профілю ЦАГІ Д-2 як і друге крило зворотної стрілоподібності з незмінною хордою. Друге крило винесено вгору та сполучене з першим за допомогою вертикального оперення по осі симетрії БПЛА та кінцевих аеродинамічних поверхонь, котрі внаслідок більшого розмаху другого крила встановлені під кутом до вертикалі. Розрахункова схема БПЛА наведена на рисунку 1а. Значення основних геометричних характеристик наведені в таблиці 1. Всі значення аеродинамічних характеристики приведені до сумарної площі в горизонтальній проекції та середньої аеродинамічної хорди (САХ) переднього крила. Для розрахунку САХ крила складної форми в плані використано спрощену схему з трьох секцій (Рис. 1б).

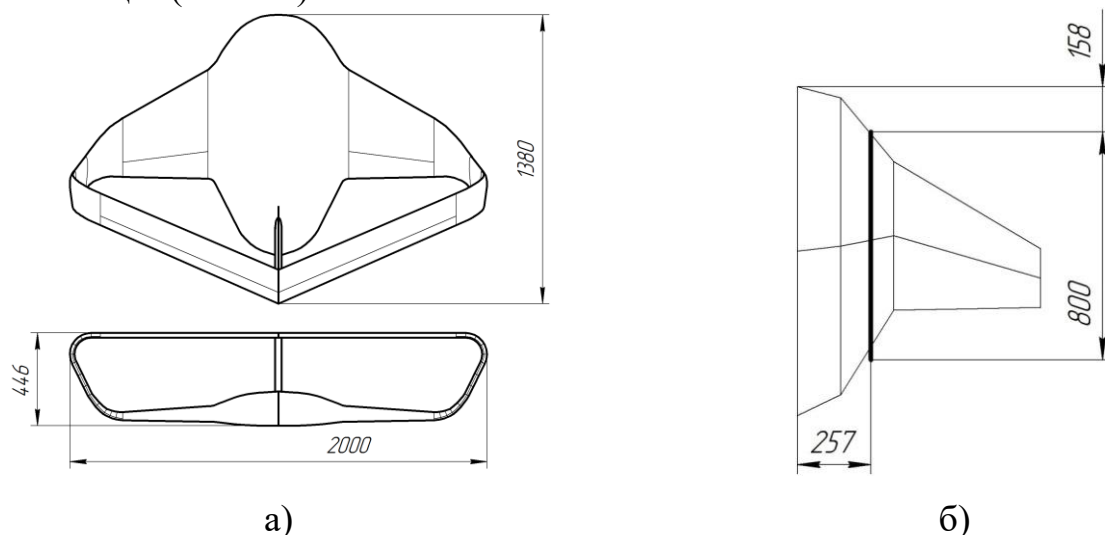


Рис. 1. а) розрахункова схема БПЛА; б) схема розрахунку САХ переднього крила

Таблиця 1. Основні геометричні характеристики БпЛА

№	Назва параметру	Значення
Крило 1		
1	Розмах крила, м	1,704
2	Площа крила, м ²	1,000
3	Подовження крила	2,41
4	Звуження крила	4,10
5	Стрілоподібність по 0.25 хорд, °	17,57
6	Середня товщина профілю	13,95
Крило 2		
7	Розмах крила, м	1,796
8	Площа крила, м ²	0,282
9	Подовження крила	11,43
10	Звуження крила	1
11	Стрілоподібність по 0.25 хорд, °	-23
12	Середня товщина профілю	13,95
Характерні величини		
13	Характерна площа (сумарна площа крил + проекція закінцівки на горизонтальну площину), м ²	1.342
14	САХ (взята САХ першого крила), м	0,800
15	Z координата носка САХ, м	0.257
16	X координата носка САХ, м	0.158

Результати розрахунків. Загальний вигляд розрахункової моделі з розподілом тиску по її поверхні в середовищі PANSYM зображено на рис. 2а. Тривимірна модель в середовищі КОМПАС 3D котра була використана для розрахунку площі поверхні, що омивається зображена на рис. 2б

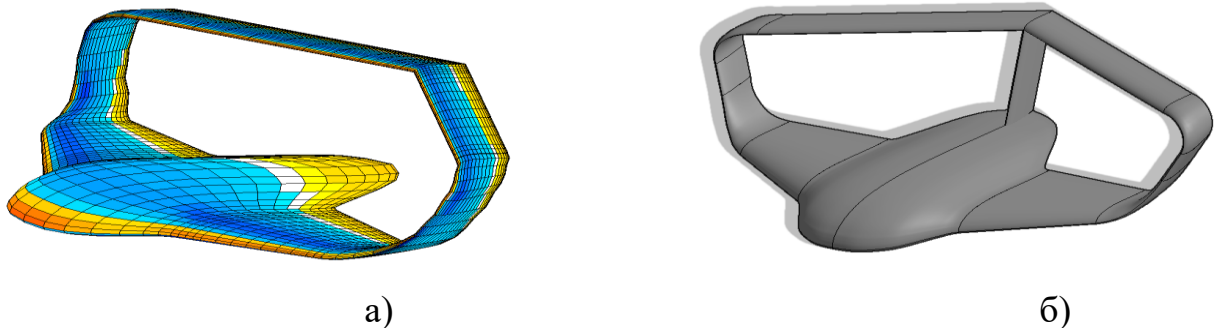


Рис. 2. а) розрахункова модель БпЛА в середовищі PANSYM; б) тривимірна модель БпЛА в середовищі КОМПАС 3D

Залежність $C_y = f(\alpha)$ та $K = f(\alpha)$ зображені на рисунках 3а та 3б відповідно.

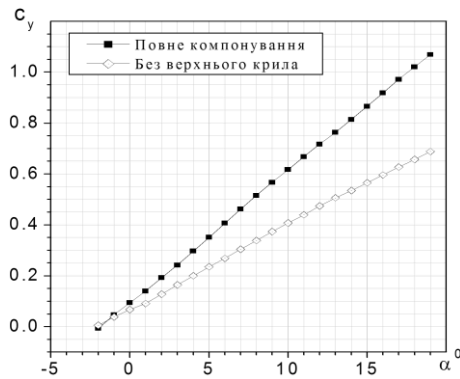
Оскільки PANSYM не враховує опір тертя, то значення коефіцієнту C_f було розраховано емпіричним шляхом, користуючись формулою для оцінки коефіцієнту тертя плоскої пластини припустивши повністю турбулентний режим обтікання.

$$C_f = \frac{0.296}{Re^{0.2}}$$

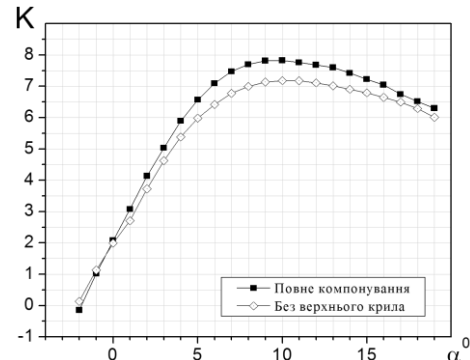
Розраховані значення C_f для обох конфігурацій і ряду швидкостей польоту наведено в табл. 2.

Таблиця 2. Коефіцієнт опору тертя

Швидкість, км/ч	Швидкість, м/с	Re	c_f	Два крила	Одне крило
50	13,9	760000	0,0197	0,0462	0,0344
100	27,7	1520000	0,0171	0,0400	0,0298
150	41,6	2280000	0,0158	0,0370	0,0276



а)



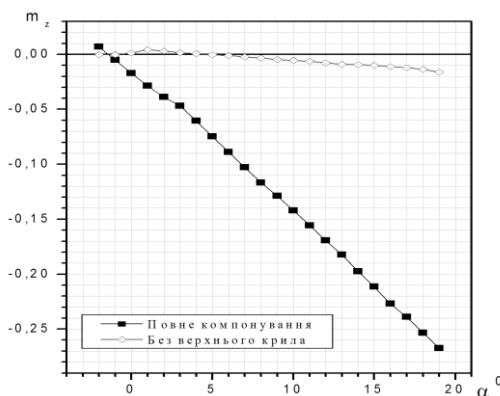
б)

Рис. 3. а) Залежність $c_y = f(\alpha)$; б) Залежність $K = f(\alpha)$

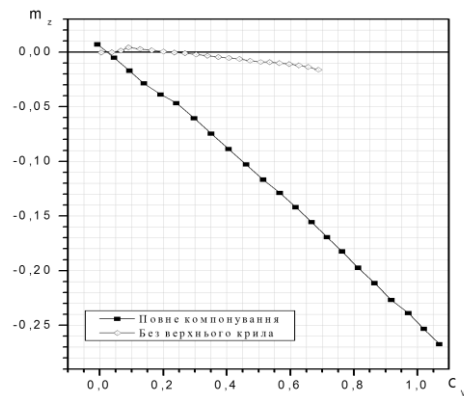
Розрахована залежність коефіцієнту повздовжнього моменту від кута атаки $m_z = f(\alpha)$, виміряного відносно точки 0.25 САХ зображена на рисунку 4а, залежність $m_z = f(c_y)$ на рисунку 4б. Це дозволяє розрахувати зміну відносної координати центру тиску та координати фокусу по куту атаки:

$$x_D = -\frac{m_z}{c_y} + 0.25$$

$$x_f = -\frac{m_z^{\alpha}}{c_y^{\alpha}} + 0.25 = -m_z^y + 0.25$$



а)



б)

Рис. 4. а) залежність $m_z = f(\alpha)$; б) залежність $m_z = f(c_y)$,

Розраховані значення залежностей $x_D = f(\alpha)$ при нульовому куті встановлення заднього крила та $x_f = f(\alpha)$ зображені на рисунках 5а та 5б відповідно.

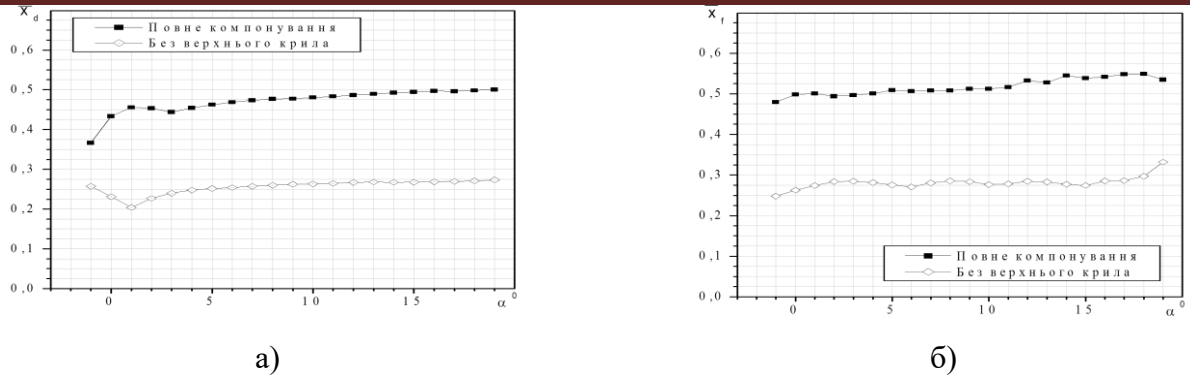


Рис. 5. а) залежність $X_D = f(\alpha)$; б) залежність $X_f = f(\alpha)$

Розрахуємо значення балансувальних втрат при балансуванні на куті атаки, що відповідає K_{max} , для декількох центрувань в діапазоні $x_m = 25..40\%$ оскільки значення максимальної аеродинамічної якості на Рис.3 вказано для $\varphi_{zk} = 0^\circ$. Залежність максимальної аеродинамічної якості від кута встановлення заднього крила $K_{max} = f(\varphi_{zk})$ зображено на рисунку 6а, залежність максимальної аеродинамічної якості від центрування $K_{max} = f(x_m)$ зображено на рисунку 6б.

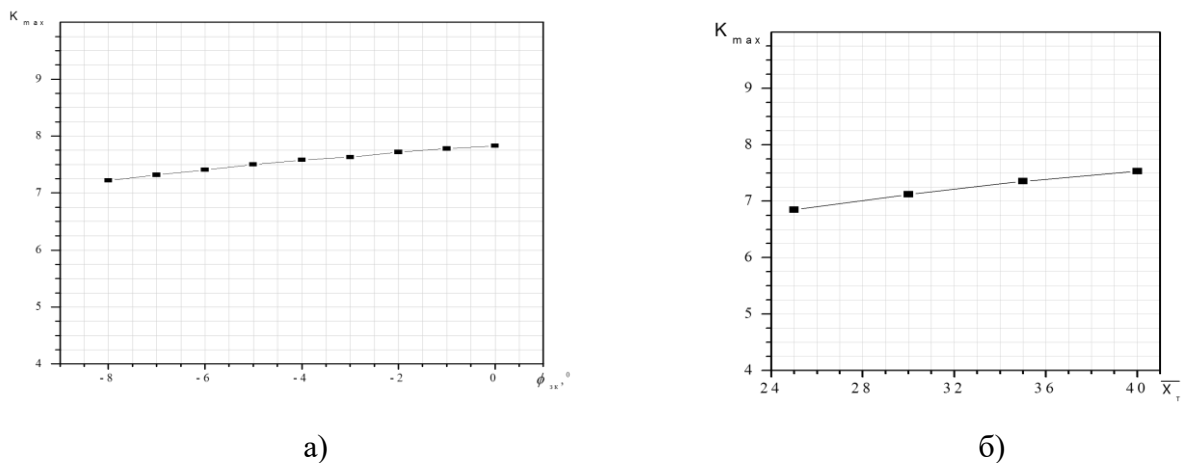


Рис. 6. а) залежність $K_{max} = f(\varphi_{zk})$; б) залежність $K_{max} = f(x_m)$

Висновки.

1. Додання другого крила змістило аеродинамічний фокус на з 25...32% на 50...55% середньої аеродинамічної хорди.
2. Аеродинамічна якість зросла на $\Delta K = 0.65$ при доданні другого крила, незважаючи на суттєвий ріст площі поверхонь що омиваються. Вплив другої несучої поверхні на аеродинамічну якість слід перевірити розрахунковим методом, що адекватно враховує явище в'язкості та опір тертя.
3. Похідна m_z^{α} зросла з $-0,00067$ град $^{-1}$ до $-0,01250$ град $^{-1}$ – статична стійкість зросла.

4. Балансувальне значення аеродинамічної якості при задньому центруванні 40% САХ (запас статичної стійкості ~10% САХ) складає $K_{опл}=7,53$, втрати на балансування відповідно склали $\Delta K=0,29$.

5. Балансувальне значення аеродинамічної якості при передньому центруванні 25% САХ (запас статичної стійкості ~35% САХ) складає $K_{опл}=6,85$, втрати на балансування відповідно склали $\Delta K=0,65$, що повністю компенсує зростання аеродинамічної якості внаслідок додавання другого крила.

6. Отримана компоновальна схема має достатній запас статичної стійкості та широкий діапазон центрувань, що робить можливим встановлення злітно-посадочної механізації, при цьому встановлення другого крила не зменшило значення максимальної аеродинамічної якості.

7. Подальше вдосконалення компоновальної схеми можливе в напрямку встановлення аеродинамічних профілів з більшим значенням $C_{уmax}$ та оптимізації компоновальної схеми шляхом підбору оптимальних кутів крутки переднього та заднього крила.

Література

1. Попов В. А. Развитие направления миниатюрных беспилотных летательных аппаратов за рубежом [Электронный ресурс] / В. А. Попов, Д. В. Федутин // ФГУП «ГосНИИАС» – http://uav.ru/articles/mav_abroad.pdf.

2. Eisenbeiss H. A mini unmanned aerial vehicle (UAV): system overview and image acquisition / Henri Eisenbeiss. // International Archives of Photogrammetry. Remote Sensing and Spatial Information Sciences. – 2004. – Vol.36, №5/W

3. Лемко О. Л. Формування аеродинамічного обрису безпілотного літального апарата «літаюче крило» за критерієм максимальної балансувальної якості // Вісник НАУ. – 2008. – №1. – С. 58–61.

4. Лемко О. Л. Експериментальне дослідження аеродинамічних характеристик літального апарата «літаюче крило» складної форми в плані // Вісник НАУ. – 2005. – №4. – С. 117–121.

5. Wolkovich J. The Joined-Wing: An Overview / Julian Wolkovich. // AIAA Journal of Aircraft. – 1986. – С. 161–178

6. Kroo I. Nonplanar wing concepts for increased aircraft efficiency // VKI lecture series on innovative configurations and advanced concepts for future civil aircraft. – 2005. – С. 6–10.

7. Свириденко Ю. Н. Применение панельного метода с симметризацией особенностей к расчету обтекания самолета с учетом влияния струй двигателя / Ю. Н. Свириденко, Ю. Л. Инешин. // Тр. ЦАГИ. – 1996. – Выпуск 2622. – С. 41–53.

УДК 656.052.1

ПРОХОРЧУК О.В., КУЧЕРЯВЕНКО І.О.

ВИБІР ОПТИМАЛЬНОГО МЕТОДУ ІНТЕРПОЛЯЦІЇ ДЛЯ ПОБУДОВИ НАВІГАЦІЙНИХ КАРТ ГЕОФІЗИЧНОЇ НАВІГАЦІЙНОЇ СИСТЕМИ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна,
ivan.kucheriavenko@gmail.com

Постановка проблеми. Розглянути задачу вибору оптимального методу інтерполяції для побудови еталонних карт геофізичного поля та можливого шляху покращення вже існуючих методів.

Аналіз останніх досягнень та публікацій. В останнє десятиліття багато вітчизняних та іноземних дослідників в своїх роботах пропонують різні методи інтерполяції для творення різних видів карт з дискретного масиву чисел [1, 4, 5, 9]. Так в роботі [5] для аналізу великих масивів даних рекомендують метод зворотніх відстаней, для аналізу невеликих масивів - методи крікінга і радіальних базисних функцій. В роботі [2], присвяченій дослідженню питання про побудову карт висотного поля найбільш задовільним вважають метод природного сусіда. В роботі [3] з вивчення клімату в якості найбільш оптимальних виділяють методи крікінга, мінімальної кривизни і радіальних базисних функцій. В роботі [4] застосовувані методи інтерполяції аналізувалися при вивченні рельєфу, але жоден з них не був обраний в якості рекомендованого.

Постановка завдання. Виконати моделювання роботи найбільш поширених інтерполяційних методів для визначення серед них оптимального, виходячи з критеріїв швидкодії, стійкості в умовах нестачі даних та середньоквадратичної помилки інтерполяції дискретних значень геофізичного поля.

Модель геофізичного поля. Найбільшого поширення в перших практичних розробках геофізичних систем отримала матрична форма побудови еталонів, коли робоча карта навігаційного комплексу представляється у вигляді таблиці чисел, що відбиває структуру обраного навігаційного поля в умовній прямокутній системі координат. Тоді глобальна модель земної поверхні, на якій ведеться з'їм даних магнітного поля, представляється у вигляді одного або декількох квадродерева, в яких корінь дерева являє поверхню для всього кластера з найнижчим просторовим дозволом, а кожен наступний нащадок представляє одну четверту частину поверхні свого батька з удвічі великою роздільною здатністю.

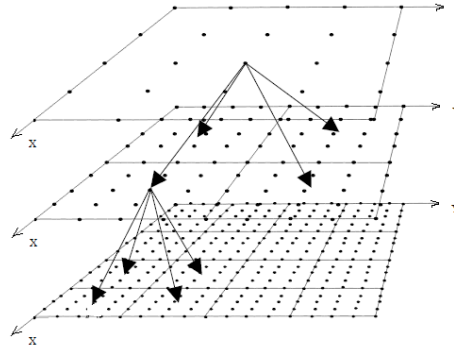


Рис.1 Матрична модель геофізичного поля

Процедура отримання вихідної таблиці чисел передбачає введення певного кроку дискретизації Δ_x , Δ_y по горизонтальним координатам X та Y відповідно із записом в дискретних (вузлових) точках прямокутної матриці значень інтенсивності використовуваного геофізичного поля.

$$x_i = i\Delta_x, \quad y_j = j\Delta_y, \quad i = \overline{0, L_x / \Delta_x}, \quad j = \overline{0, L_y / \Delta_y} \quad (1)$$

Реально існуючі обмеження за обсягом пам'яті БЦВМ змушують розробника систему збільшувати крок дискретизації записи поля Δ_x та Δ_y з метою побудови бортовий робочої карти заданих зон чи району польотів у цілому.

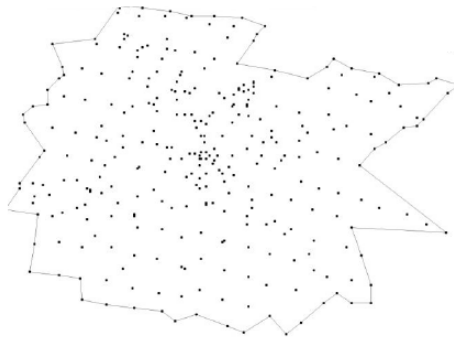


Рис.2. Точки вимірювань магнітної індукції на території природного парку "Великий Луг"

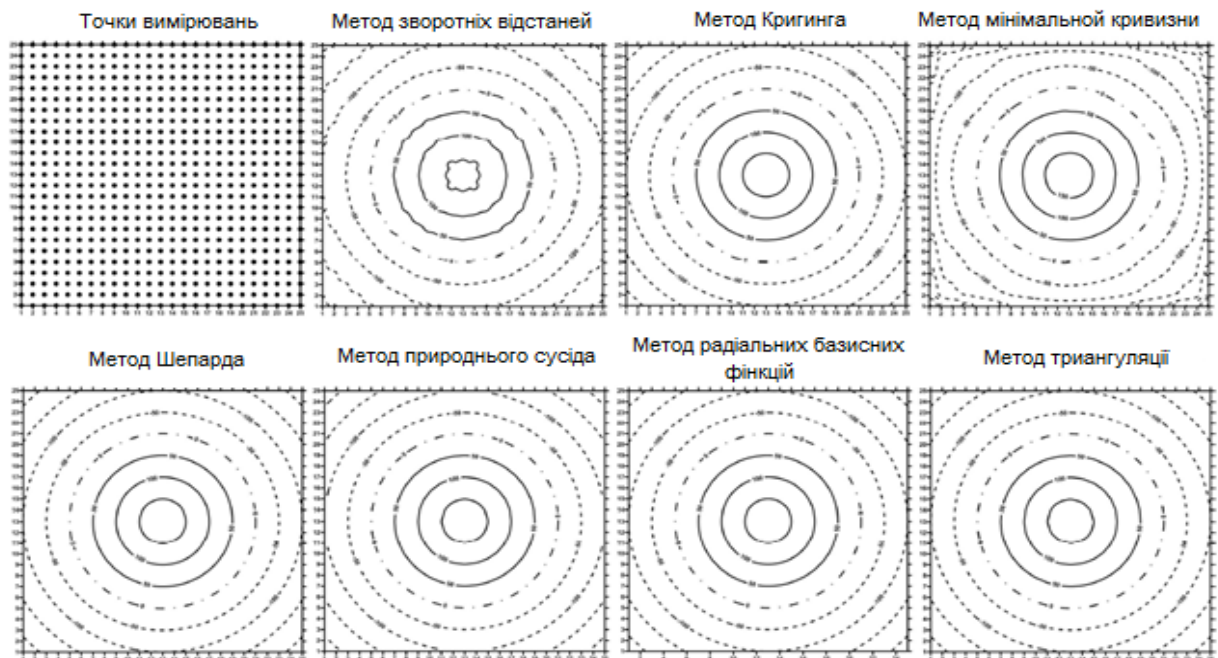


Рис.3. Карти ізометричного поля, 625 точок вимірювань.

Пошук оптимального методу інтерполяції для побудови еталонної навігаційної карти геофізичного поля. В якості геофізичного поля було обрано магнітне поле Землі. Для пошуку оптимального методу побудови навігаційних карт були використані дані магнітної зйомки, отримані в липні 2012 р в природничому парку "Великий Луг" (Запорізька область) [10]. Для візуалізації масив даних був співвіднесений з координатами зняття показань і нанесений на ділянку, на якій проводилися дослідження (рис.2)

Для вибору оптимального методу були обрані три критерії: - візуальна стійкість на модельних прикладах при зменшенні апріорної інформації; - швидкодія методів; - оцінка середньої квадратичної помилки методів.

Для перевірки візуальної стійкості даних алгоритмів використовувалася квадратна регулярна сітка ізометричного поля.

Результати моделювання демонструють, що при значному обсязі даних карти, побудовані різними методами, візуально не відрізняються одна від одної (рис.2).

Найбільш стійкими у всіх трьох моделях візуально є карти, побудовані методами крікінга, Шепарда і радіальних базисних функцій.

Проведений аналіз швидкодії різних методів інтерполяції показав, що метод триангуляції є самим швидким. Результати показані в таблиці.

Наступними за швидкістю є метод Шепарда і метод мінімальної кривизни.

Таким чином, з методів, обраних за першим критерієм, найбільш оптимальними за швидкістю є метод Шепарда.

Таблиця 1. Час побудови інтерполяційних карт

Використаний метод	Час роботи
Метод зворотніх відстаней	0,31 с
Метод кригінга	1,6 с
Метод мінімальної кривизни	0,07 с
Метод Шепарда	0,03 с
Метод природнього сусіда	0,15 с
Метод радіальних базисних функцій	1,83 с
Метод триангуляції	0,01 с

Аналіз показав, що найменша середня квадратична помилка досягається при використанні карт, побудованих методами Шепарда і радіальних базисних функцій. Найбільш помітно відхилення в екстремальних точках, і, відповідно, чим більше інтенсивність аномалії, тим більше стає і це відхилення. Значення отриманої середньоквадратичної помилки представлені в таблиці.

Таблиця 2. Середньоквадратичні помилки методів інтерполяції

Метод інтерполяції	Середньоквадратична помилка
Метод зворотніх відстаней	4,57
Метод Кригінга	3,28
Метод мінімальної кривизни	3,01
Метод Шепарда	1,27
Метод природнього сусіда	3,81
Метод радіальних базисних функцій	1,87
Метод триангуляції	4,02

У результаті дослідження можна зробити висновок про те, що найбільш оптимальним за трьома обраними критеріями є метод Шепарда.

Модифікований метод Шепарда. Для роботи геофізичної навігаційної системи потрібний якомога кращі показники швидкодії, стійкості та точності інтерполяційного методу. Далі пропонується один із можливих шляхів покращення методу Шепарда, який був розроблен в процесі дослідження.

При роботі алгоритму Шепарда в якості оцінки змінної Z в деякій точці досліджуваної області цей метод використовує середнє зважене значень змінної Z у вибірових точках [6]:

$$\hat{Z} = \frac{\sum_{i=1}^n w_{i0} \cdot Z_i}{\sum_{i=1}^n w_{i0}} \quad (3)$$

Метод працює в припущенні, що експериментальні значення, виміряні близько від інтерпольованої місця розташування, надають більший вплив на результат оцінки, ніж віддалені від нього на значну відстань. Отже, точки вибірки, розташованим ближче всього до точки, де робиться оцінка, повинні мати більшу вагу; вага вибірових точок повинен зменшуватися зі збільшенням відстані від інтерпольованої розташування. Такі ваги для даного методу задаються наступним чином:

$$w_{i0} = \frac{1}{(\sqrt{d_{i0}} + \delta)^{\beta}}, \quad (4)$$

де d_{i0} – відстань между точкой (X_0, Y_0) , де підраховується оцінка (наприклад, вузлом регулярної сітки), і i -ой точкою виміру; δ – параметр згладжування; β – степенной параметр.

Степеневий параметр β визначає, як швидко буде зменшуватися вага зі збільшенням відстані. Якщо значення β надто велике, то на інтерполяцію вплинуть тільки вибрані точки, розташовані в безпосередній близькості. Для менших β вагові коефіцієнти будуть розподілені більш рівномірно між сусідніми точками даних.

Для підвищення швидкодії роботи алгоритму і зменшення середньої квадратичної помилки алгоритм Шепарда був інтегрований з алгоритмом найближчого сусіда, який в ході досліджень також показав високу швидкість роботи.

Інтерполяційна функція модифікованого алгоритму має вигляд:

$$\hat{Z} = \frac{\sum_{i \in K} w_{i0} \cdot Q_i(x)}{\sum_{i \in K} w_{i0}}, \quad K < N \quad (5) \quad w_i(x) = \left(\frac{R_x - |x - x_i|}{R_x |x - x_i|} \right)^2, \quad R_x = \max_{x \in K} |x - x_i| \quad (6)$$

$$Q_i(x) = x^T A x + b^T x + c, \quad A \in R^{D \times D}, b \in R^D, c \in R \quad (7)$$

Модифікований метод Шепарда відрізняється від оригінального алгоритму тим, що:

- 1) для інтерполяції використовується підмножина точок K - множина найближчих сусідів точки x ;
- 2) вагові функції $w_i(x)$ мають більш складний вигляд. Тепер вони звертаються в нуль на кордоні сфери, радіус якої дорівнює радіусу безлічі N_w найближчих сусідів точки x ;
- 3) замість константних значень у зваженій сумі тепер беруть участь вузлові функції $Q_i(x)$. Ці функції можуть бути квадратичними, лінійними або константними (за вибором користувача). Функція $Q_i(x)$ виходить в результаті виваженої апроксимації по МНК безлічі K найближчих сусідів точки x_i з обмеженням $Q_i(x_i)$. Вагові коефіцієнти завдання МНК вибираються за формулою (7).

4) Для пошуку найближчих сусідів використовуються kd -дерева, що дозволяють знаходити найближчого сусіда за час $O(\log N)$.

Проведена за модифікованим алгоритмом інтерполяція значень значень індукції магнітного поля для побудови карти території парку "Великий Луг" показала наступні результати:

Результати роботи модифікованого методу Шепарда

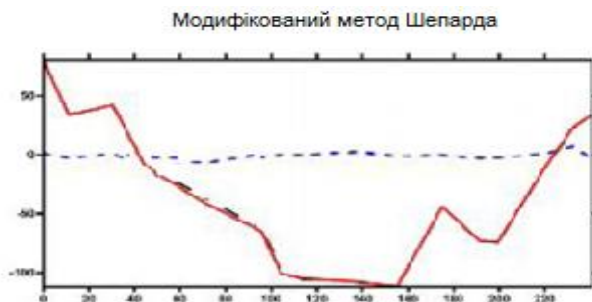


Рис. 4. Графіки значень магнітного поля, побудовані по вихідним даним і по значенням знятим з карти, побудованої по модифікованому методу Шепарда

Висновок. У статті вперше виконано моделювання роботи найбільш поширених інтерполяційних методів для визначення серед них оптимального, виходячи з критеріїв швидкодії, стійкості в умовах нестачі вихідних даних та середньоквадратичної помилки інтерполяції дискретних значень геофізичного поля.

За вказаними критеріями, оптимальним методом інтерполяції був обран метод Шепарда.

Модифікація методу Шепарда, яка була розроблена шляхом накладання обмежень на вибір найближчих точок та їх структурування в kd -дерево, дозволяє отримати верхню межу швидкості пошуку $O(n \log n)$, що є край необхідним для вирішення завдання побудови карти геофізичного поля на борту ЛА.

Література

1. Блох Ю.И. *Интерпретация гравитационных и магнитных аномалий. Учебное пособие.* М., 2009. 232 с.
2. Долгаль А.С., Бычков С.Г., Антипин В.В. *Повышение точности определения поправок за влияние рельефа при гравиметрической съемке// Геофизика, 2003. №6. С. 44-50.*
3. Логачев А.А., Захаров В.П. *Магниторазведка, навигация по магнитным ориентирам Л.: Недра, 1979. 351 с.*
4. Масуренков Ю.П., Комкова Л. А. *Геодинамика М.: Наука, 1978. 274 с.*
5. Рашидов В.А. *Геомагнитные исследования при изучении подводных вулканов островных дуг и окраинных морей западной части Тихого океана. Автореф. дисс. канд.тех. наук. Петропавловск-камчатский, 2010. 27 с.*
6. Kowalczyk K., Rapinski J., Mroz M. *Analysis of vertical movements modeling through various interpolation techniques. Acta Geodyn. Geomater., Vol. 7, No. 4 (160), 399–409, 2010.*
7. Nikolova N., Vassilev S. *Mapping precipitation variability using different interpolation methods. Conferens on Water Observation System and Decision Support. 2006. (http://balwois.mpl.ird.fr/balwois/administration/full_paper/ffp-631.pdf).*

8. Ren H. Zhuang K., et al, "Research on geomagnetic matching localization algorithm for unmanned underwater vehicles," *Proceeding of IEEE International Conference on Information and Automation*, pp. 1025-1029, 2008.

9. Yang C.-S., Kao S.-P., Lee F.-B., Hung P.-S. *Twelve different interpolation methods: A case study of Surfer 8.0. XXth ISPRS Congress 1.*

УДК 004.93'11

ПРОХОРЧУК О.В., ПОХИЛЕНКО О.О.

БАГАТОАНТЕННА СУПУТНИКОВА СИСТЕМА ОРІЄНТАЦІЇ ТА НАВІГАЦІЇ МАЛИХ СУПУТНИКІВ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна,
olesya.pokhilenko@gmail.com

Вступ. Переваги системи визначення орієнтації за допомогою GPS привели до широкого діапазону тестів на різних типах транспортних засобів, включаючи: визначення орієнтації на космічному кораблі та супутнику [1]; визначення орієнтації військово-морського судна [2, 3]; визначення орієнтації літального апарату [4]; позиціонування артилерії [5]; положення броньованого транспортного засобу [6]; комерційні авіалінії [12]; геофізичні судна [13] та визначення курсу безпілотного літального апарату [8-11]. Із збільшенням надійності систем визначення орієнтації за допомогою GPS та зменшенням їх вартості діапазон застосування даної системи зростатиме.

Існує досить багато методів та обладнання, що використовуються в системі визначення орієнтації за допомогою GPS. Незалежні основи оцінені, використовуючи одну антену як базову, а інші як виносні. Так як використовуються вимірювання фази несучої для визначення орієнтації, то це зазвичай потребує неперервного рішення невизначеностей (OTF). Після визначення базових ліній, параметри орієнтації визначені безпосередньо від передбачуваних координат антен або, в випадку наявності надлишкової інформації, параметри орієнтації оцінені з використанням методу найменших квадратів. Відомі довжини базових ліній або координати антен в зв'язаній з тілом системі координат використовуються для перевірки процесу оцінки орієнтації та в деяких випадках використовуються як тест для вирішення невизначеностей. Системи, що використовують даний метод основ, це Ashtech 3DF [14], Trimble TANS Vector [6] та MULTINAV [7].

Головним недоліком прямого підходу є те, що він опирається на абсолютну жорсткість масиву антен. Можуть бути похибки через те що антени жорстко не змонтовані (тобто, масив антен змінює форму чи розміри). Крім того, як буде видно далі, матриця переходу фільтра Калмана, матриця процесу шумів та розроблена матриця будуть більш складні ніж при базовому підході.

Недоліком використання невизначених приймачів GPS в системі є те, що найменше необхідно відслідковувати три (якщо відома висота) або чотири супутника GPS кожним приймачем GPS, якщо необхідно вимірювати фазу та псевдокод серед трьох чи чотирьох приймачів. Однак, супутники з малим кутом підняття

(<15°) можуть бути включені в визначення позиціонування та часу в рамках приймача, тоді як супутники с високим кутом підняття (> 15°) будуть використовуватись для окремих обчислень орієнтації.

Аналіз публікацій у технічній літературі й рекламних матеріалів показує, що вся навігаційна апаратура споживача СРНС, яка сьогодні випускається, що виконує визначення орієнтації об'єктів, використовує інтерферометричний метод вимірювань. Застосування цього методу вимагає наявності на об'єкті декількох просторово рознесених антен, що приймають сигнали НКА. На підставі вимірювань фазових зсувів сигналів НКА, прийнятих рознесеними антенами, користувач оцінює орієнтацію базової лінії, що з'єднує приймальні антени, а по ній – свою власну орієнтацію.

Системи визначення орієнтації за допомогою приймачів GPS. Для визначення орієнтації використовуються неспеціалізовані приймачі GPS, опираючись на модель подвійної різниці фази несучої або на подвійну різницю інтерферометричної моделі. Модель подвійної різниці фази несучої, близька в статичному та кінематичному позиціонуванні, типово використовується в базованих системах визначення орієнтації основи. Ці системи оцінюють координати основи в Земній нерухомій системі координат, і потім послідовно вираховують параметри орієнтації або безпосередньо визначають в випадку надлишкової інформації, опираючись на використання інформації про базис. Однак, для прямої оцінки параметрів орієнтації від подвійних різниць, модель інтерферометрії дає нам більш ясний підхід. Переваги будь-якого підходу включають: найкращий потенціал для точності, відсутність похибок годинників приймачів та супутників, усунення атмосферних складових для коротких базисів, непотрібних, щоб моделювати нахили ліній, і взаємо вираження в термінах кватерніонів. Недоліки включають: необхідність оцінювати елемент невизначеності, кореляцію серед спостережень, і збільшений шум вимірювань зв'язаний з лінійною комбінацією вимірювань.

Дискретний фільтр Калмана використовується, щоб оцінити кватерніони та норми обертання, наряду з їх зв'язаними різницями. Існує багато переваг використання дискретного фільтра Калмана перед іншими методами, включаючи техніку найменших квадратів епохи за епохою. Фільтр Калмана передбачає оцінку норм обертання і забезпечує жорстку техніку для розширення стану і його різниць вперед з часом; важлива особливість застосування, де необхідно показувати орієнтацію об'єкта в реальному часі. Крім того, дискретний фільтр Калмана забезпечує засіб для інтеграції різновидності датчиків, включаючи інерційні датчики. Крім того, методи перевірки якості тесту є доступні при використанні дискретного фільтра Калмана. Недоліками є: збільшена складність та час розрахунків, потенціал неповного представлення, якщо кінематична модель представлена неправильно чи неповно, і складність в початковій настройці і вимозі повторної настройки фільтра для різних динамічних застосувань.

Теоретичні відомості з фільтра Калмана. Фільтр Калмана використовується для кінематичного позиціонування в реальному часі та пост обробках протягом

минулих трьох десятиліть. Це забезпечує рекурсивний метод для визначення траєкторії та орієнтації, використовуючи інтеграцію широкої різновидності навігаційних датчиків та строгого розширення коваріації системи. В роботах [5, 28] надано виведення рівнянь дискретного фільтра Калмана. Будуть представлені принципи загального дискретного фільтра Калмана та рівняння, що використовуються для дискретного часу лінеаризованої кінематичної системи.

Рівняння фільтра Калмана для того, щоб передбачувати стани та їх зв'язані коваріації з часу t_k до t_{k+1} , використовуючи кінематичну модель

$$\hat{x}_{k+1}^{(-)} = \Phi_k \hat{x}_k^{(+)} \quad (1) \quad C_{x,k+1}^{(-)} = \Phi_k C_{x,k}^{(+)} \Phi_k^T + C_{w,k} \quad (2),$$

где Φ_k - матриця переходу оцінена з інформацією доступною за час t_k , C_x - матриця коваріації вектора стану; C_w - матриця коваріації шуму системи.

Матриця переходу може бути отримана з матриці динаміки F $\Phi_k = e^{\Delta t F}$ (3) за умови, що F можна рахувати інваріантним у часі. Розширюючи рівняння (3) отримуємо

$$\Phi_k = \sum_{u=0}^{\infty} \frac{\Delta t^u F^u}{u!} \quad (4)$$

Якщо Δt є досить малим, тоді рівняння (4) може бути наближено до

$$\Phi_k = I + \Delta t F \quad (5),$$

де I - одинична матриця розмірності $u \times u$, де u є числом станів.

Оновлені рівняння фільтра Калмана для оновлення станів та їх зв'язані коваріації, використовуючи дискретну модель вимірювань за час t_{k+1} є:

$$\hat{x}_{k+1}^{(+)} = \hat{x}_{k+1}^{(-)} + K_{k+1} (I_{k+1} - A_{k+1}) \hat{x}_{k+1}^{(-)} \quad (6) \quad C_{x,k+1}^{(+)} = (I - K_{k+1} A_{k+1}) C_{x,k+1}^{(-)} \quad (7)$$

$$K_{k+1} = C_{x,k+1}^{(-)} A_{k+1}^T (A_{k+1} C_{x,k+1}^{(-)} A_{k+1}^T + C_{l,k+1})^{-1} \quad (8),$$

де K_{k+1} матриця підсилення Калмана

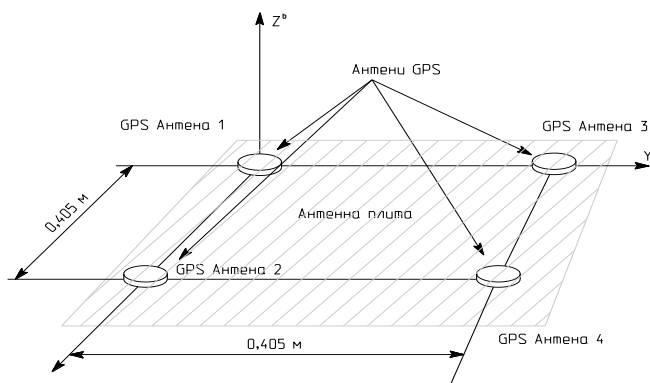


Рис. 1. Схема розміщення масиву антен

Моделювання системи визначення орієнтації за допомогою приймачів GPS. Моделювання системи проводиться в пакеті Matlab. Будемо вважати, що антени встановляють на платформу в одному куті, заміряючи дані і записуючи їх у

файл та додаючи до отриманих координат базові довжини. Вважаємо, що вимірювання проводяться на відкритій місцевості з наступними тестовими значеннями: кут курсу 180^0 , кут крену 0^0 , кут тангажу 0^0 , а приймач СНС працює в диференціальному режимі і буде давати похибку вимірювань в каналі псевдо відстаней 0,3 м, а в каналі фази несучої 4 мм.

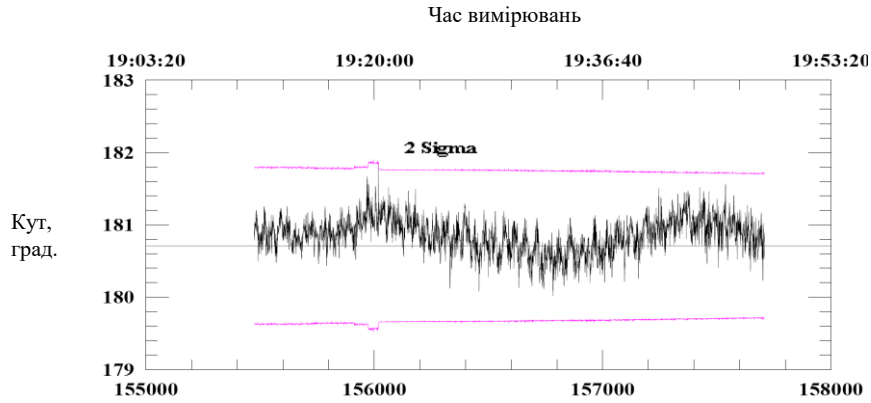


Рис. 2. Графік залежності вимірювань курсу в часі

Тоді будуть отримані наступні результати (усереднені значення): кут курсу – $180^0 42,5'$; кут крену – $0^0 52,6'$; кут тангажу – $0^0 33,1'$

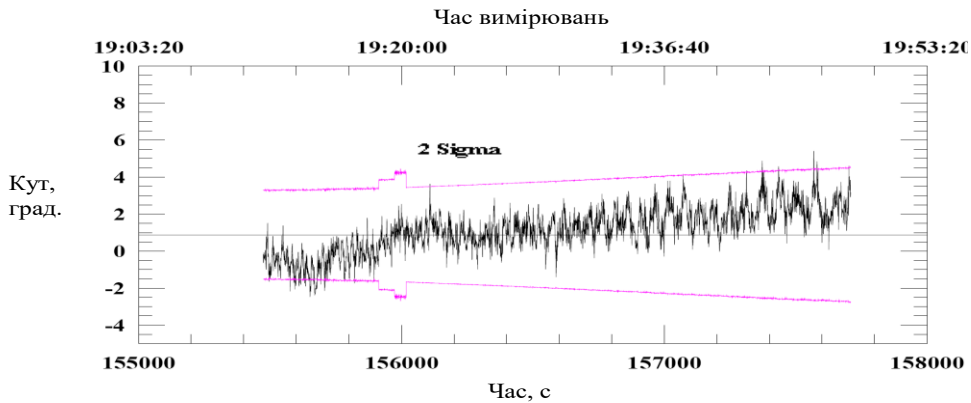


Рис. 3. Графік залежності вимірювання кута крену в часі

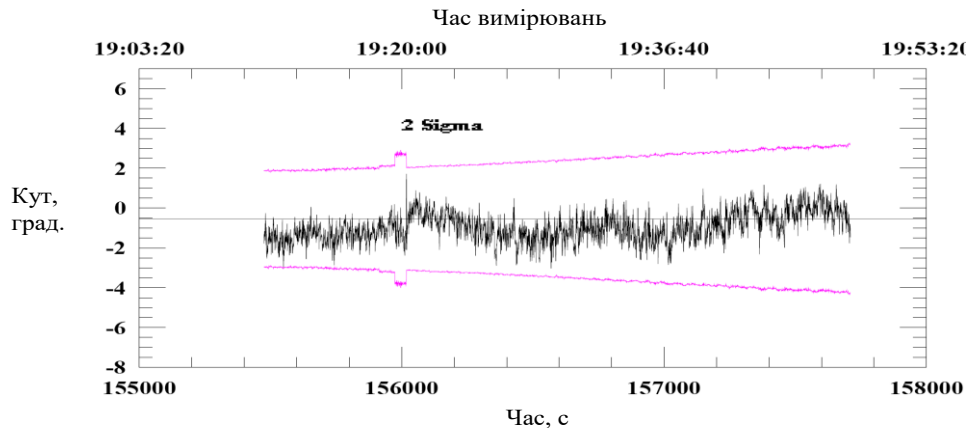


Рис. 4. Графік залежності вимірювання кута тангажу в часі

З графіків видно, сигнали вимірювань мають досить помітну зашумленість, яка викликана використанням подвійних різниць, що підвищили шуми приймача, та ефектами дифракції по краях платформи. Однак, результати моделювання є досить задовільними за даних умов.

Висновки. Розроблена система визначення орієнтації рухомого об'єкту за допомогою приймача СНС серії СН-3700. Матриця направляючих косинусів, кути Ейлера та параметризація за кватерніонами була розглянута для послідовності поворотів 3-1-2, та перетвореннями способами представлення орієнтації були отримані. Моделі подвійних різниць фази та псевдо відстаней були розглянуті відносно кватерніонів, був застосований прямий підхід для визначення орієнтації, для врахування прямого обчислення кватерніонів з подвійних різниць вимірювань фази та псевдо відстаней. Такий підхід з використанням даного типу приймачів СНС був застосований вперше. Фільтр Калмана був розроблений для вектора стану, що містить кватерніони, кутові швидкості обертання осей зв'язаної з тілом системи координат та подвійні різниці невизначеностей фази. Для того, щоб точно, достовірно та безвідривно вирішувати невизначеності був розроблений алгоритм, який базується на методі найменших квадратів та на використанні моделей подвійних різниць, що розглянуті в даній роботі.

Для перевірки роботи алгоритмів та математичних моделей системи визначення орієнтації проведено ряд статичних тестів, які показали, що сигнали вимірювань мають досить помітну зашумленість, яка викликана використанням подвійних різниць. Усереднені значення похибок: кут курсу – $0^{\circ} 42,5'$, кут крену – $0^{\circ} 52,6'$, кут тангажу – $0^{\circ} 33,1'$.

Література

1. Axelrad, P., and L.M. Ward (1994): *On-Orbit GPS Based Attitude & Antenna Baseline Estimation, Proceedings of the 1994 National Technical Meeting, The Institute of Navigation, San Diego, California, January 24-26, 1994.*
2. McMillan, J.C. (1987): *An Integrated System for Land Navigation, Navigation: Journal of The Institute of Navigation, Vol. 34, No. 1, Spring 1987, pp.43 - 63.,*
3. Kruczynski, L.R., P.C. Li, A.G. Evans, and B.R. Hermann (1989): *Using GPS To Determine Vehicle Attitude: USS Yorktown Test Results, Proceedings of The Second International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation, GPS-89, Colorado Springs, Colorado, September 27-29, 1989.*
4. Cohen, C.E., B.W. Parkinson (1991): *Expanding the Performance Envelope of GPSBased Attitude Determination, Proceedings of the Fourth International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation, GPS-91, Albuquerque, New Mexico, September 11-13, 1991.*
5. Hofmann-Wellenhof, B., H. Lichtenegger, and J. Collins (1994): *GPS Theory and Practice, Third Edition, Springer-Verlag, Wien, New York.*
6. Wilson, G.J. and J.D. Tonnemacher (1992): *Trimble Navigation GPS Attitude Determination System, Proceedings of the Fifth International Technical Meeting of The Satellite Division of The Institute of Navigation, GPS-92, Albuquerque, New Mexico, September 16-18, 1992.*
7. Lu, G., M.E. Cannon, G. Lachapelle (1993): *Attitude Determination in a Survey Launch Using Mult-Antenna GPS Technologies, Proceedings of the National Technical Meeting of The Institute of Navigation, San Francisco, January 20-22, 1993.*

8. Cannon, M.E. (1990): *High-Accuracy GPS Semikinematic Positioning: Modeling and Results*, *Navigation, Journal of The Institute of Navigation*, Vol. 37, No. 1, Spring 1990.

9. Cannon, M.E. (1992a): *Airborne GPS/INS with an Application to Aerotriangulation*, *USCE Report #20040*, Department of Geomatics Engineering, The University of Calgary, Canada.

10. Cannon, M.E. (1992b): *Report on the Design of a Real-time Heading Determination System*, *Internal Pulsesearch Navigation Systems Report*, January 1992.

УДК 536.24:532.55

СТРЕЛЯЄВ О.Ю., ШКВАР Є.О.

НЕОДНОРІДНЕ НАГРІВАННЯ ОБТІЧНОЇ ПОВЕРХНІ - ПЕРСПЕКТИВНИЙ МЕТОД ПОКРАЩЕННЯ ХАРАКТЕРИСТИК ТУРБУЛЕНТНОГО ОБТІКАННЯ ШВИДКІСНИХ ТРАНСПОРТНИХ ЗАСОБІВ ТА ЕЛЕМЕНТІВ ПРОМИСЛОВОГО ОБЛАДНАННЯ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, alex.strelyayev@gmail.com

Постановка проблеми. Більше століття людством вирішується одна з нагальніших задач транспортної галузі та енергетики - задача оптимізації форми обтічних поверхонь, проте на сучасному етапі розвитку техніки подальше покращення параметрів та промислових установок цим шляхом вже не вважається ефективним. Даний факт дає початок цілому напрямку оптимізаційної діяльності, пов'язаному з цілеспрямованим впливом на структурні особливості розвитку течії в конкретних умовах і, зокрема, на формування турбулентності та її подальшу еволюцію. Саме тому авторами було прийняте рішення дослідити спроможність одного з методів управління структурними особливостями турбулентних течій - неоднорідного нагріву поверхні обтікання регулярно розташованими поздовжніми тонкими нагрівальними елементами, у результаті чого в пристінній області формується анізотропна регулярна повздовжня вихрова структура, яка за деяких умов гальмує розвиток турбулентності, сприяючи зменшенню опору тертя.

Для дослідження впливу неоднорідності на структуру турбулентності в пристінній області було проведено числове моделювання задачі обтікання плоскої пластини за умов її повздовжнього неоднорідного нагріву (рис. 1).

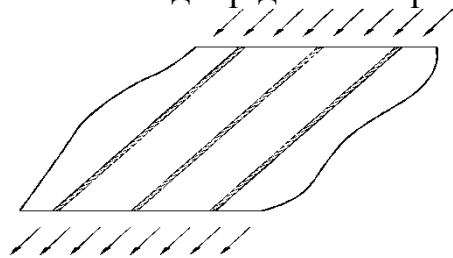


Рис. 1. Геометрія задачі обтікання пластини з наявним ефектом неоднорідного нагріву

Формулювання мети доповіді. Поставлена задача є симетричною у повздовжньому напрямку, що дозволяє зменшити розрахункову зону до зазначених нижче розмірів, тобто розглядати лише пристінну область між двома нагрівними елементами, що у свою чергу, суттєво скорочує час виконання комп'ютерних розрахунків. В ході числового моделювання задавалися геометричні параметри розрахун-

кової області, зокрема довжина пластини була прийнята рівною 1,5 м, ширина – 0,03 м та висота розрахункової зони – 0,125 м. Для створення ефекту неоднорідного нагріву вздовж пластини були розміщені нагрівні елементи товщиною 0,005 м та кроком 0,02 м по її ширині (рис. 1). В якості матеріалу пластини та нагрівних елементів був взятий алюміній, а обтічною рідиною була обрана вода. При дослідженні саме неоднорідного нагріву швидкість набігаючого потоку приймалась рівною 1, 4, 8 м/с, в той же час температура нагрівних елементів змінювалась в діапазоні від 288,15 К до 343,15 К, а температура потоку та самої пластини приймалась рівною 288,15 К. Також для перевірки ефективності саме неоднорідності теплового впливу проводилась серія дослідів з математичного відтворення властивостей течії при однорідному нагріві усієї пластини до температури 323,15 К при відповідних вищенаведеним значеннях швидкості набігаючого потоку.

Викладення основного матеріалу. Авторами було проведено числове моделювання процесу обтікання плоскої пластини при умові її неоднорідного нагріву за допомогою програмного пакету ANSYS Fluent 15.0 з використанням transition-SST моделі турбулентності. Результати дослідження представлені у вигляді графічної залежності Рис. 2, яка ілюструє різкий спад коефіцієнту опору тертя у проміжку температур між 313,15 К та 333,15 К. Значення коефіцієнту опору тертя, близьке до мінімального, досягається при 318,15 К і залишається практично незмінним аж до 328,15 К, після чого досить стрімко повертається до значень, що наближено відповідають обтіканню пластини без нагріву. Позитивний ефект від застосування даного методу управління пристінним рухом дає 4,53% виграшу в коефіцієнті опору тертя.

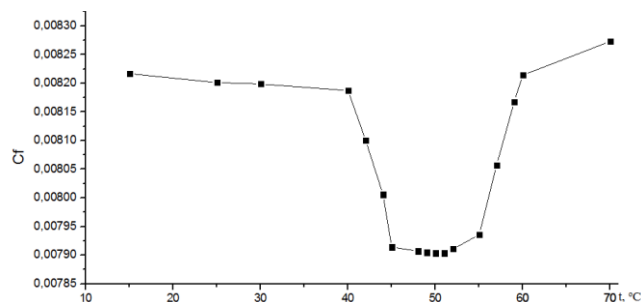


Рис. 2. Залежність коефіцієнту опору тертя від температури при швидкості набігаючого потоку в 1 м/с

Висновки. Виконане дослідження показало, що метод неоднорідного нагріву поверхні обтікання модифікує саме властивості турбулентного обміну течії, а вже через них – течію у цілому. Також була підтверджена ефективність методу для заданих умов експлуатації та режимних параметрів течії, які можна визначити за допомогою розробленої методології.

Література

1. Шквар Є.О. Математичне моделювання турбулентних вихрових структурних особливостей в пристінних течіях / Є.О. Шквар, Д.М. Зінченко, В.В. Зілінка, ін. // Матер. Міжнар. інтернет-конфер. ММАР-2013. – Харків: ХНАДУ, 2013. – С. 63-66.

ПРОБЛЕМИ ТА ПЕРСПЕКТИВИ РОЗВИТКУ ЛІТАКІВ НА СОНЯЧНІЙ ЕНЕРГІЇ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, sukhovkpi@gmail.com,
kozeiyaroslav@gmail.com

Постановка проблеми. Використання сонячної енергії на літальних апаратах відкриває неможливі раніше перспективи здійснення тривалих польотів[1]. Сонце є невичерпним джерелом енергії і величина його випромінювання на висотах вище 12-18км(тропопауза) стабільна і прогнозована. Здійснення польотів у тропопаузі дає практично повну незалежність від таких атмосферних явищ як хмарність, опади, пориви вітру[2]. Основною проблемою на шляху до впровадження технологій довготривалого польоту є низький коефіцієнт корисної дії(ККД) ланцюгу перетворення енергії сонячних променів в механічну енергію руху повітряного гвинта[3].

Аналіз останніх досягнень та публікацій. В даний час по темі літальних апаратів на сонячній енергії ведуться роботи в ряді провідних авіабудівних компаній, авіаційних інститутах, приватних структурах. До їх числа відносяться: корпорація Boeing з проектом «*Solar Eagle*» на замовлення Управління перспективних досліджень Міністерства оборони США, Корейський аерокосмічний університет (KAU) і Корейський інститут науки і технологій (KIST) з проектом 40-метрового безпілотного літального апарату (БпЛА), компанія Solar Impulse з проектом «*Solar Impulse 2(HB-SIB)*», компанія Facebook з проектом «*Aquila*», компанія Titan Aerospace(викуплена корпорацією Google) з проектом «*Solara 50*», компанія QinetiQ з проектом «*Zephyr*» та інші.

Літальні апарати даного типу вже не позиціонуються як науково дослідні літаючі лабораторії, а являються реальними засобами для вирішення задач тепловізійної, оптико-електронної, радіоелектронної розвідки та ретрансляції зв'язку[4].

Формулювання мети доповіді. Метою роботи є визначення основних проблем по реалізації довготривалих польотів літальних апаратів на сонячній енергії

Викладення основного матеріалу. Виходячи з даних про умови експлуатації літаків, що використовують енергію сонця, можна виділити ряд тез, які частково характеризують межі використання апаратів даного типу:

- користь від використання літаків на сонячній енергії можна отримати тільки для задач, пов'язаних з набагато довшим перебуванням в повітрі, ніж аналогічні апарати без сонячних панелей;
- враховуючи фізіологічні властивості людини та необхідність виконувати тривалі польоти, перевагу однозначно мають безпілотні варіанти літаків;
- за умови польоту в тропопаузі, вище рівня хмарності, використання оптики буде ускладненим та залежатиме від погодних умов. Доцільним для збору розвід інформації є комбіноване використання засобів розвідки;

- ефективність використання літаків на сонячній енергії буде зростати по мірі наближення зони експлуатації до екватору.

На основі наведених тез можна вважати, літальні апарати на сонячній енергії отримують своє застосування в якості безпілотних літальних апаратів розвідки та ретрансляції зв'язку. На них доцільно встановлювати обладнання радіоелектронної, тепловізійної і оптико-електронної розвідки, а також ретрансляційне обладнання.

Проте на шляху до впровадження технологій довготривалого польоту існує ряд вагомих технічних проблем. Однією з них є низький коефіцієнт корисної дії (ККД) ланцюгу перетворення енергії сонячних променів в механічну енергію руху повітряного гвинта та в інші види енергії. Звичайно на сьогодні існують високоефективні сонячні панелі з ККД 30 %, вартість таких елементів надзвичайно висока (від 140 \$ за елемент) та економічно не вигідна для реалізації літака. Для вибору сонячних елементів для літака варто орієнтуватися на доступні промислові сонячні елементи з ККД 18-20% та вартістю до 5 \$ за елемент

Сонячна радіація - кількість падаючого на освітлену поверхню сонячного випромінювання. До земної поверхні сонячна радіація доходить у вигляді прямої і розсіяної радіації. До 43% загальної кількості радіації, що надходить на верхню межу атмосфери, досягає поверхні Землі й поглинається нею, 25% затримується атмосферою - розсіюється молекулами газів та домішками (рис.1).

Приток сонячної енергії падаючої на поверхню сонячної батареї, характеризується питомою потужністю P , та залежить від географічного положення, орієнтації крила літака відносно Сонця, дня року та часу доби.

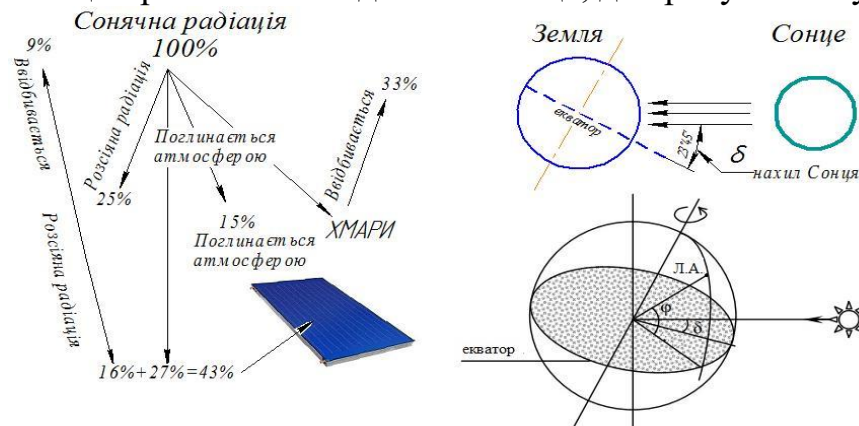


Рис.1. Нахил Сонця. Сонячна радіація в атмосфері.

Падаюче на поверхню сонячної батареї випромінювання перетворюється в електричну енергію і витрачається на роботу електродвигуна, зарядку бортових акумуляторів, електрообладнання літака та інше необхідне обладнання. Для здійснення цілодобового польоту енергія, яка споживається літальним апаратом має дорівнювати енергії що вироблена сонячними батареями впродовж доби.

На рис.2 показана принципова схема енергетичної системи літака з використанням сонячної енергії, дані наведено для бюджетного та максимально можливого на сьогодні варіанту укомплектування системи.

Найбільші втрати в ланцюгу перетворення відбуваються в сонячних елементах. Відношення корисної роботи сили тяги до роботи, затраченої сонячним випромінюванням становить близько 10% за умови бюджетного укомплектування системи, проте існує на сьогоднішній день можливість підняти ККД системи до 18% за рахунок використання більш якісних, відповідно дорожчих, складових системи. Таким чином, при існуючому рівні розвитку техніки тривалий політ може бути реалізований на ЛА з малою споживаною потужністю - малими швидкостями польоту, малим навантаженням на крило і високою аеродинамічною якістю[4].

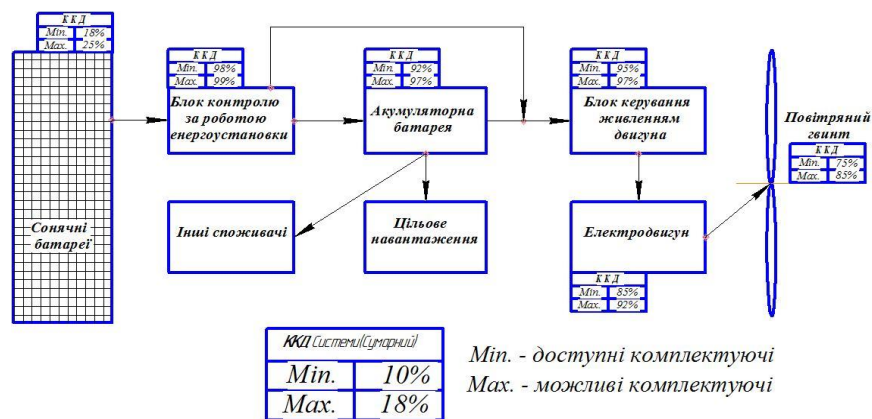


Рис.2. Принципова схема енергетичної системи літака, що використовує сонячну енергію

До основних напрямків, розвиток яких буде сприяти підвищенню ефективності літаків на сонячній енергії можна віднести: поліпшення ККД та масової ефективності сонячних батарей; розвиток композиційних матеріалів та технологій виготовлення деталей та агрегатів планеру літака; дослідження малих чисел Рейнольдса, для поліпшення аеродинамічних характеристик літака; підвищення масової ефективності акумуляторних батарей та інших елементів енергозабезпечення літака.

Оскільки найбільші втрати в ланцюгу перетворення сонячної енергії в силу тяги відбувається на етапі перетворення сонячної енергії в електричну підвищення ККД батарей є визначальним напрямком розвитку . Вже сьогодні група фахівців з Інституту систем сонячної енергії суспільства, компанії Soitec, SEA-Leti і Берлінського центру імені Гельмгольца створили фотоелемент, що використовує лінзи Френеля та має ККД 44,7%. Це свідчить про те що з часом ККД доступних на ринку батарей буде підвищуватися.

Приріст енергії отриманий при збільшенні ефективності базових сонячних батарей літака може бути використаним для зменшення маси та габаритів літака, збільшення маси корисного навантаження, поліпшенню експлуатаційних характеристик апаратів на сонячній енергії що використовуються в місцях віддалених від екватора, підвищення висоти чи швидкості польоту. Зменшення

необхідної площі крила для встановлення батарей збільшить навантаження на крило та покращить стійкість літака до впливу бокового вітру.

Безпосередньо в Україні розвиток літаків на сонячній енергії знаходиться на початковому етапі. Інтенсивний розвиток безпілотної авіації розпочався в нас тільки в останні роки і зумовлений різкою необхідністю в авіаційних засобах спостереження. Не зважаючи на те, що достатньо багато організацій зайнялись розробкою безпілотних літальних апаратів та безпілотних літальних комплексів, на даний час результати їх роботи представлені лише експериментальними апаратами або малосерійними дослідними зразками. Оскільки літак на сонячній енергії це високотехнологічний продукт то поява таких видів техніки є далекою перспективою, але цілком реальною.

Висновки. Вже на сьогоднішньому етапі розвитку техніки можливе створення літака на сонячних батареях для виконання довготривалого польоту. Користь від використання літаків на сонячній енергії можна отримати тільки для задач, пов'язаних довготривалим перебуванням в повітрі. Враховуючи фізіологічні властивості людини та необхідність виконувати тривалі польоти, перевагу однозначно мають безпілотні варіанти літаків. За умови польоту в тропопаузі використання оптики буде ускладненим та залежатиме від погодних умов, доцільним є комбіноване використання засобів розвідки.

Основною проблемою на шляху до впровадження технологій довготривалого польоту є низький коефіцієнт корисної дії(ККД) ланцюгу перетворення енергії сонячних променів в механічну енергію руху повітряного гвинта і викликаний низькою ефективністю сонячних батарей.

Основні напрямки розвитку літаків на сонячній енергії пов'язані з поліпшення ККД сонячних батарей, дослідження малих чисел Рейнольдса, підвищення ефективності акумуляторних батарей.

Література

1. Трофименко А. П. Самолеты на солнечных батареях – новый инструмент для проведения исследований в Антарктике: особенности, преимущества, перспективы / Украинський антарктичний журнал, 2012. № 10-11, С. 390-398

2. A. Noth, «Design of solar powered airplanes for continuous flight», Ph.D. dissertation, ETH, Switzerland, 2008.

3. Сухов В. В., Козей Я. С. Проблеми створення БпЛА на сонячних елементах// Гіротехнології та конструювання літальних апаратів: Тези доп. XVII наук.-техн. конф. студ. та молодих учених. – К.: ВПІ ВПК «Політехніка», 2014. – 88 с.\

4. Duffie J.A., Beckman W.A. Solar Engineering of Thermal processes// John Wiley & Sons, Inc., N.Y., Third Edition. 2006. 928 p.

УДК 629.7.05

ТЕРЬОХІН С.В., ЧЕРНЯК М.Г.

ІНСТРУМЕНТАЛЬНА ВІБРАЦІЙНА ПОХИБКА НАВІГАЦІЙНОГО АКСЕЛЕРОМЕТРА

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна,
teryokhin@live.commailto:k.r.vidiakina@gmail.com

Навігаційні акселерометри (НА) є датчиками первинної інформації практично всіх сучасних інерціальних навігаційних систем (ІНС) та бортових систем орієнтації (БСО). Під час польоту, крім прискорення літального апарату (ЛА), яке вимірюється, на акселерометр діють вібраційні прискорення (як детерміновані так і випадкові). Це призводить до виникнення додаткової вібраційної похибки (ВП), що значно знижує сукупну точність вирішення навігаційної задачі [1,2]. Під ВП НА розуміють додаткову систематичну статичну похибку акселерометра, яка виникає при його використанні в умовах вібрації об'єкта, на якому встановлено акселерометр.

Проблема виникнення вібраційної похибки розглядалася в працях [1,2,3]. В [3] пропонується розділяти ВП на дві складові, відповідно до місця виникнення – методичну і інструментальну. Проблему методичної складової ВП вирішено в [2], де отримана математична модель (ММ) методичної ВП НА в найбільш загальних умовах просторового коливального руху основи з довільним сполученням частот та початкових фаз детермінованих вібраційних збурень. Проблема виникнення інструментальної вібраційної похибки розглянуто в [1] лише для поплавкових приладів. Для акселерометрів з пружним підвісом, для яких характерна наявність нелінійностей ФП, дане питання не розглядалося.

Метою дослідження є вирішення задачі отримання загальної математичної моделі інструментальної ВП НА, яка встановлює залежність цієї похибки від коефіцієнтів його ФП, параметрів просторової вібрації та вимірюваного прискорення;

Вихідні положення. ФП НА в одиницях вимірюваного прискорення має вигляд [4,5]:

$$a_{3\phi} = U / K_1 = a_0 + \lambda(\omega) k_1 (1 + 0,5 \delta_{1A} \text{sign} a_3) a_3 + k_2 a_3^2 + k_3 a_3^3 + k_4 a_3^4 + k_5 a_3^5 + m_1 a_1 + m_2 a_2 + m_{31} a_3 a_1 + m_{32} a_3 a_2, [g], \quad (1)$$

де U - вихідний сигнал акселерометра; $a_{3\phi} = U / K_1$ - фактичне прискорення, що вимірюється НА; a_1, a_2, a_3 - проєкції уявного прискорення основи a на осі ОА, РА та ІА відповідно; $K_1 k_1$ - паспортні коефіцієнти перетворення (КП) акселерометра; $\lambda(\omega)$ - коефіцієнт, який характеризує залежність КП від частоти вимірюваного прискорення; δ_{1A} - коефіцієнт асиметрії КП; a_0 - паспортний коефіцієнт зміщення нуля (ЗН); k_2, k_3, k_4, k_5 - паспортні коефіцієнти нелінійності ФП; m_1, m_2 - паспортні коефіцієнти адитивної похибки від перехресної чутливості (АП ПЧ); m_{31}, m_{32} - паспортні коефіцієнти мультиплікативної похибки від перехресної чутливості (МП ПЧ).

Під час польоту на навігаційний акселерометр діють вібраційні збурення, які можуть бути як детермінованими, так і випадковими. Прийнемо наступний вигляд математичних моделей вібрації (детермінованої і випадкової):

$$a_i^D(t) = a_{iI} + a_{iB} \sin \alpha; \quad (2) \quad a_i^B(t) = a_{iI} + a_{iB}^\circ(t), \quad (3)$$

де $i = \overline{1,3}$ - номер осі НА; a_{iI} - проєкції уявного прискорення об'єкта на який встановлено акселерометр на відповідні осі НА; a_{iB} - амплітуда детермінованої

вібрації, що діє по відповідній осі НА; ω - частота детермінованої вібрації; $\overset{\circ}{a}_{B_i}$ - проєкції миттєвого значення випадкової вібрації на осі НА. При цьому будемо вважати, що випадкова вібрація є широкосмуговою випадковою вібрацією (ШВВ), тобто є центрованим стаціонарним випадковим процесом з нульовим математичним сподіванням ($\overset{\circ}{a}_{B_i}(t)=0$), для якого справедливі наступні співвід-

ношення:
$$\overset{\circ}{a}_{B_i}^2 = D_{B_i}; \quad \overset{\circ}{a}_{B_i} \overset{\circ}{a}_{B_j} = K_{B_j}(0), \quad (4)$$

де D_{B_i} - дисперсія ШВВ, $K_{B_j}(0)$ - кореляційна функція ШВВ, що діє по різним осям НА. В промислових стандартах прийнято наводити такі характеристики ШВВ як спектральна щільність S_{B_i} та частотний діапазон $\Delta f = f_H - f_B$, які пов'язані з дисперсією і кореляційною функцією ШВВ наступними формулами:

$$D_{B_i} = S_{B_i} \Delta f; \quad K_{B_j}(0) = S_{B_j} \Delta f. \quad (5)$$

Вирази (5) справедливі у випадку, якщо параметри вібрацій що діють по різним осям акселерометра є рівними.

Математична модель інструментальної вібраційної похибки НА. Оскільки джерелами додаткової інструментальної ВП є нелінійності ФП НА, то для знаходження моделі цієї похибки підставимо вирази (2) і (3) в формулу (1):

$$\begin{aligned} a_{3\phi}^D = & a_0 + \lambda(\omega) k_1 (1 + 0,5 \delta_{1A} \text{sign} a_3) (a_{J3} + a_{B3} \sin \alpha) + \sum_{n=2}^5 k_n (a_{J3} + a_{B3} \sin \alpha)^n \\ & + \sum_{i=1}^2 m_i (a_{Ji} + a_{Bi} \sin \alpha) + \sum_{i=1}^2 m_{3i} (a_{J3} + a_{B3} \sin \alpha) (a_{Ji} + a_{Bi} \sin \alpha). \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} a_{3\phi}^B = & a_0 + \lambda(\omega) k_1 (1 + 0,5 \delta_{1A} \text{sign} a_3) (a_{J3} + \overset{\circ}{a}_{B3}(t)) + \sum_{n=2}^5 k_n (a_{J3} + \overset{\circ}{a}_{B3}(t))^n \\ & + \sum_{i=1}^2 m_i (a_{Ji} + \overset{\circ}{a}_{Bi}(t)) + \sum_{i=1}^2 m_{3i} (a_{J3} + \overset{\circ}{a}_{B3}(t)) (a_{Ji} + \overset{\circ}{a}_{Bi}(t)). \end{aligned} \quad (7)$$

У виразах (7) і (8) $a_{3\phi}^D$ та $a_{3\phi}^B$ - фактичне вимірюване акселерометром прискорення у випадку дії на нього відповідно детермінованих та випадкових вібрацій.

Оскільки ВП визначається як статична похибка, то для її знаходження знайдемо постійні складові виразів (6) і (7), попередньо розкривши в них дужки і спрости-вши, використовуючи співвідношення (4-5) і формули пониження степені тригонометричних функцій. Для знаходження постійної складової виразу (6) необхідно знайти його усереднене за часом значення, а виразу (7) – його математичне споді-

вання:
$$\langle a_{3\phi}^D \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T a_{3\phi}^D dt; \quad \langle a_{3\phi}^B \rangle = \overline{a_{3\phi}^B}. \quad (8)$$

Знайдемо вирази для сумарної статичної похибки НА, віднявши від виразів (9) значення проєкції вимірюваного прискорення на вимірювальну вісь НА:

$$\Delta \alpha_{\Sigma}^D = \langle a_{3\phi}^D \rangle - a_{J3}; \quad (9) \quad \Delta \alpha_{\Sigma}^B = \langle a_{3\phi}^B \rangle - a_{J3}. \quad (10)$$

Формули (10-11) є сумами основної похибки НА та його додаткової інструментальної ВП. Для того, щоб відділити додаткову вібраційну складову, знайдемо вираз для основної похибки НА, прийнявши у формулах для сумарної похибки значення характеристик вібрацій рівними нулю. Після чого, віднявши результат від виразів (9-10), отримаємо формули для додаткової інструментальної ВП НА:

$$\Delta a_{BI}^D = 0,637\delta_{1A}a_{B3} + 0,5k_2a_{B3}^2 + 0,375k_4a_{B3}^4 + 0,5a_{B3}a_{B1}m_{B1} + 0,5a_{B3}a_{B2}m_{B2} + \\ + (1,5k_3a_{B3}^2 + 1,875k_5a_{B3}^4)a_{J3} + 3k_4a_{J3}^2a_{B3}^2 + 5k_5a_{J3}^3a_{B3}^2 = \sum_{p=1}^3 \Delta_{0(p)}^D + \sum_{q=1}^3 \delta_{(q)}^D a_{J3}^q \quad (11)$$

$$\Delta a_{BI}^B = \frac{1}{8}\lambda(\omega)\delta_{1A}\sqrt{S_{B3}}\mathcal{N}_j + k_2S_{B3}\mathcal{N} + k_4S_{B3}^2\mathcal{N}^2 + m_{B1}S_{B3}\mathcal{N} + \\ + m_{B2}S_{B3}\mathcal{N} + (3k_3S_{B3}\mathcal{N} + 5k_5S_{B3}^2\mathcal{N}^2)a_{J3} + 6k_4S_{B3}\mathcal{N}a_{J3}^2 + 10k_5S_{B3}\mathcal{N}a_{J3}^3 = \\ = \sum_{p=1}^3 \Delta_{0(p)}^B + \sum_{q=1}^3 \delta_{(q)}^B a_{J3}^q \quad (12)$$

Вирази (11) та (12) є математичною моделлю додаткової похибки НА при дії на нього відповідно детермінованої та широкосмугової випадкової вібрації. З даних виразів видно, що інструментальна вібраційна похибка НА в обох випадках має дві складові – адитивну і мультиплікативну. Адитивна ВП залежить від асиметрії КП, коефіцієнтів нелінійності ФП парної степені і коефіцієнтів мультиплікативної ПЧ, і включає наступні складові:

$$\Delta_{0(1)}^D = 0,637\delta_{1A}a_{B3} + 0,5k_2a_{B3}^2 + 0,375k_4a_{B3}^4; \Delta_{0(2)}^D = 0,5a_{B3}a_{B1}m_{B1}; \\ \Delta_{0(3)}^D = 0,5a_{B3}a_{B2}m_{B2}; \Delta_{0(2)}^B = m_{B1}S_{B3}\mathcal{N}; \Delta_{0(3)}^B = m_{B2}S_{B3}\mathcal{N}; \quad (13) \\ \Delta_{0(1)}^B = \frac{1}{8}\lambda(\omega)\delta_{1A}\sqrt{S_{B3}}\mathcal{N} + k_2S_{B3}\mathcal{N} + k_4S_{B3}^2\mathcal{N}^2.$$

Мультиплікативна ВП головним чином залежить від коефіцієнтів нелінійності ФП непарної степені, і включає я наступні лінійні і нелінійні складові:

$$\delta_{(1)}^D = 1,5k_3a_{B3}^2 + 1,875k_5a_{B3}^4; \delta_{(2)}^D = 3k_4a_{B3}^2; \delta_{(2)}^D = 5k_5a_{B3}^2; \\ \delta_{(1)}^B = 3k_3S_{B3}\mathcal{N} + 5k_5S_{B3}^2\mathcal{N}^2; \delta_{(2)}^B = 6k_4S_{B3}\mathcal{N}; \delta_{(3)}^B = 10k_5S_{B3}\mathcal{N}. \quad (14)$$

Розрахунок інструментальної ВП НА за отриманою моделлю. Для акселерометрів з відомими числовими значеннями коефіцієнтів їх ФП (1), отримана модель дозволяє розрахувати числові оцінки складових ВП з метою подальшої алгоритмічної компенсації цієї похибки з вихідного сигналу акселерометра.

Для розрахунку інструментальної ВП навігаційного акселерометра за моделлю (11-12) необхідно знати числові значення коефіцієнтів ФП НА (1), характеристик вібрації та прискорення, що входять в моделі (2-5).

Розрахуємо оцінку ВП для навігаційного акселерометра типу АЛ-15. Процедурі ідентифікації параметрів ФП такого акселерометра присвячено статтю [4], де отримані числові значення коефіцієнтів ФП НА методом тестових поворотів акселерометра в гравітаційному полі Землі. Отримані авторами числові значен-

ФАКУЛЬТЕТ АВІАЦІЙНИХ І КОСМІЧНИХ СИСТЕМ НТУУ «КПІ»

ня коефіцієнтів ФП наведені в табл. 1. Верхня границя діапазону вимірювань цього акселерометра становить $a_{ЛЗ(m)} = 10g$. (15)

Таблиця 1. Числові значення коефіцієнтів ФП НА типу АЛ-15

a_0 , [mg]	K_1 , [B/g]	δ_{1A} , [ppm]	k_2 , [$\mu g/g^2$]	k_3 , [$\mu g/g^3$]	k_4 , [$\mu g/g^4$]	k_5 , [$\mu g/g^5$]	m_1, m_2 , [mg/g]	m_{31}, m_{32} , [$\mu g/g^2$]
3,324	-1,6698	15	105	87	10	0,9	1,15	11,6

Характеристики детермінованих і випадкових вібрацій, що діють на акселерометр під час автономного польоту ЛА зазначені в ГОСТ 20.39.304-98 і наведені, відповідно, в табл. 2 та табл. 3.

Таблиця 2. Параметри детермінованих (синусних) вібрацій на етапі автономного польоту ЛА.

Напрямок	Частота, ω , [1/с]	Амплітуда, $a_{B3(1,2)}$, [g]	Тривалість, [с]
Повздожня (X)	50,24-100,48	0,42	100
Поперечна (Y,Z)	12,56-25,12	0,1-0,2	100
	25,12-50,24	0,2-0,8	100
	50,24-100,48	0,8-1,5	100

Таблиця 3. Параметри випадкових вібрацій на етапі автономного польоту літального апарату.

Частота, $f_H - f_B$, [Гц]	Спектральна щільність, S_{B3} , [g ² /Гц]	Тривалість, [с]
20 – 40	0,016 – 0,017	640
40 – 80	0,017 – 0,020	
80 – 160	0,020 – 0,070	
160 – 320	0,070 – 0,120	
320 – 640	0,120	

Для отримання числових оцінок складових інструментальної ВП НА при впливі на нього детермінованої вібрації, підставимо числові значення відповідних параметрів з табл.1-2 (для частот $\omega=50..100$ [1/с]) у вираз (11). Мультиплікативні складові ВП будемо розраховувати на верхній межі діапазону вимірюваного прискорення (15). Результати підстановки запишемо в табл. 4.

Таблиця 4. Числові оцінки складових ВП для акселерометра АЛ-15 при дії на нього детермінованої вібрації.

Складові моделі ВП						Сумарна ВП, $\Delta a_{ВП}$, [mg]
$\Delta a_{(1)}$, [mg]	$\Delta a_{(2)}$, [mg]	$\Delta a_{(3)}$, [mg]	$\delta_{(1)} a_{ЛЗ(m)}$, [mg]	$\delta_{(2)} a_{ЛЗ(m)}$, [mg]	$\delta_{(3)} a_{ЛЗ(m)}$, [mg]	
13,39	1,95-3,65	1,95-3,65	0,2307	0,5292	0,7938	1,571

Аналогічним чином знайдемо оцінки складових ВП НА при впливі на нього широкосмугової випадкової вібрації. Для цього підставимо числові значення відповідних параметрів з табл. 1 та 3 в формулу (12), а результати обчислень запишемо в табл. 5.

ФАКУЛЬТЕТ АВІАЦІЙНИХ І КОСМІЧНИХ СИСТЕМ НТУУ «КПІ»

Таблиця 5. Числові оцінки складових ВП для акселерометра АЛ-15 при дії на нього ШВВ.

Частота, $f_H - f_B$, Гц	Складові моделі ВП						Сумарна ВП, $\Delta a_{ВП}^B$, [mg]
	$\Delta a_{(1)}^B$, [μg]	$\Delta a_{(2)}^B$, [μg]	$\Delta a_{(3)}^B$, [μg]	$\delta_{(1)}^B a_{13(m)}$, [mg]	$\delta_{(2)}^B a_{23(m)}$, [mg]	$\delta_{(3)}^B a_{33(m)}$, [mg]	
20 – 40	35,7-37,9	3,71-3,95	3,71-3,95	0,84-0,89	1,92-2,04	2,88-3,06	5,68-6,04
40 – 80	77,6-92,08	7,9-9,28	7,9-9,28	1,79-2,11	4,08-4,8	6,12-7,2	12-14
80 – 160	196-906	18,56-64,9	18,56-64,9	4,29-16	9,6-34	14-50	29-101
160 – 320	2437-5711	129,9-222,7	129,9-222,7	35-67	67-115	101-173	206-361
320 – 640	19000	445,4	445,4	167	230	346	762

Як видно з табл. 4 та 5, інструментальна ВП чинить значний вплив на точність вимірювання НА. При цьому, адитивні складові цієї похибки є порівняно незначними і досягають критичних величин лише при дії на акселерометр ШВВ високої частоти. Набагато більшу проблему становлять мультиплікативні складові ВП, які можуть, у найгірших випадках, досягати значень близько 0,3g, що є неприпустимим для акселерометрів навігаційного класу точності.

Таким чином, з отриманих результатів можна зробити висновок, що вібраційна похибка, згідно отриманої моделі (11-12) містить як адитивні так і мультиплікативні складові, при чому перші залежать від таких параметрів ФП НА як асиметрія КП, коефіцієнтів нелінійності ФП парної степені та коефіцієнтів перекресної чутливості, а другі – від коефіцієнтів нелінійності ФП непарної степені.

Ця модель дозволяє: оцінити величину вібраційної похибки НА в умовах дії на нього вібрації об'єкта за результатами його лабораторних випробувань, та зробити висновок щодо можливості його використання в цих умовах; - розрахувати цю похибку для її компенсації в реальному часі в умовах польоту, якщо є можливість виміряти вібрації об'єкту.

Розраховані оцінки вібраційної похибки акселерометра АЛ-15 при дії на нього ШВВ високої частоти показали, що найбільш суттєвими є мультиплікативні складові ВП, які в десятки разів перевищують його основну похибку. Цей факт змушує шукати шляхи боротьби з інструментальною ВП для забезпечення точності вимірювання НА вхідного прискорення. Одним з можливих шляхів є алгоритмічна компенсація ВП з використанням отриманих оцінок її складових. Проте така компенсація можлива лише якщо відомі значення коефіцієнтів нелінійної ФП (1). Для більшості сучасних акселерометрів визначають лише лінійну частину його ФП – коефіцієнти ЗН і КП. Тому необхідно розробити метод прямої ідентифікації числових значень складових моделі ВП шляхом динамічних випробувань акселерометра.

Література:

1. Коновалов С.Ф. Теория виброустойчивости акселерометров. – М.: Машиностроение, 1993. – 272 с.
2. Черняк Н.Г. Математична модель методичних вібраційних похибок маятникового компенсаційного акселерометра з пружним підвісом чутливого елемента // Наукові вісті НТУУ «КПІ». - №2, 2008. – с. 81-88.

3. Абрамов О.К. О внутренних и внешних источниках погрешностей средств измерений. // Вестник РГРТУ. - Вып. 21., 2007 – с. 30-39.

4. Черняк Н.Г., Хазинедарлу Э. Калибровка навигационного маятникового акселерометра методом тестовых поворотов в гравитационном поле Земли// МГС. - Київ, 2009.-Вип. 20.- С. 81-91.

5. N.G. Chernyak. Instrumental errors of navigation accelerometer nonlinear metrological model's coefficients identification by test-positioning method in terrestrial gravitational field / N.G. Chernyak, V.V. Rybak, S.V. Terokhin // ICMK – Київ, 2014. - №11-с.92-101.

УДК 536.526

ТРОЦЕНКО Д.С., ШКВАР Є.О.

ПЕРСПЕКТИВИ РОЗВИТКУ ТЕХНОЛОГІЙ АКТИВНОГО УПРАВЛІННЯ ОБТІКАНЯМ ПОВЕРХОНЬ ЛІТАКІВ НА РІВНІ СУЧАСНИХ ТЕХНОЛОГІЧНИХ МОЖЛИВОСТЕЙ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, dashagreya37@mail.ru

Постановка проблеми.Протягом останніх десятиліть авіаційна галузь дуже розвинулася у різних напрямках, але покращення характеристик літальних апаратів (ЛА) залишається однією з найбільш актуальних наукових і прикладних проблем. Протягом останнього півстоліття з особливою гостротою постала проблема енергозбереження. У майбутньому цей процес буде тільки посилюватися. В авіації зазначена проблема стимулює дослідження, спрямовані на вивчення можливостей поліпшення льотних характеристик літака. А саме зменшення опору і збільшення підйомної сили, що призводить до скорочення витрат палива.

Формулювання мети доповіді. Метою є дослідження можливості покращення аеродинамічних характеристик крила за допомогою активного керування примежовим шаром шляхом видування повітря через проникні пористі ділянки обтічної поверхні на основі висвітлення результатів аналізу відомих проектних рішень та їх реалізацій. Об'єктом дослідження є обтікання пористої поверхні крила літального апарата. Предметом дослідження є аеродинамічні характеристики літальних апаратів транспортного призначення з частково пористою поверхнею крила.

Аналіз відомих реалізацій систем управління обтіканням. Відомими конструктивними рішеннями минулого є літаки AF1, AF2, AW.52, Marshall MA.4, МіГ-21ПФС та ДБ-3-УПС. В конструкції обох літаків AF1, AF2 була реалізована система відсмоктування примежового шару повітря з несучих поверхонь. На відміну від AF1, у якого спеціально встановлена повітродувка була оснащена власним двигуном, у літака AF2 для одноступінчастої повітродувки від силової установки відбиралася потужність. До недоліків цього проектного рішення слід віднести необхідність для пілота керувати режимами роботи системи відсмоктування. Як перевагу від даного удосконалення конструкції з метою покращення процесу обтікання варто відмітити збільшення максимального коефіцієнта підйомної сили практично в два рази від її значення за відсутності роботи даної системи.

На літаку схеми «літаюче крило» AW.52, було застосовано відсмоктування примежового шару з поверхні консолей крила з метою запобігання зриву потоку з кінців крила на великих кутах атаки. Відсмоктування примежового шару здійснювалося за

допомогою турбореактивних двигунів (ТРД), причому система відсмоктування вмикалась автоматично, в залежності від положення ручки управління і положення дроселя двигунів. Але зменшення лобового опору не було достатнім для того, щоб переважити недоліки, що вносяться труднощами контролю та стабільності. Недоліком даної реалізації системи ламінаризації обтікання шляхом відсмоктування була, судячи з усього, недосконала реалізація забезпечення стійкості течії до відриву при ламінарному обтіканні і зумовлене цим ускладнення процесу пілотування.

Літак Marshall MA.4 мав крило, обладнане відсмоктувачем примежового шару. Крило, елерони і закрилки літака були забезпечені всмоктуючими насосами, які приводилися в дію від допоміжної газової турбіни, що живиться від двох потужних акумуляторів. Насоси відводили примежовий шар повітря з аеродинамічних поверхонь. Самі поверхні мали 200000 перфорованих отворів.

Літак МіГ-21ПФС являв собою модифікацію базової моделі МіГ-21. Для того щоб була можливість експлуатації даного літака на ґрунтових аеродромах, він був обладнаний системою здуву примежового шару з закрилків. Під цю систему були доопрацьовані двигуни з відбором повітря від компресора. У випущеному положенні до нижніх поверхонь закрилків подавалося відібране від компресора повітря, що різко підвищило злітно-посадочні характеристики літака.

В конструкції літака ДБ-3-УПС з верхньої панелі крила і всієї механізації відсмоктували примедовий шар, що різко підвищувало аеродинамічну якість несучої поверхні. Для цього був спеціальний насос з автомобільним мотором, розміщений в бомбовідсіку. Система виявилася досить складною і вимагала кропіткого доведення.

Висновки. За будь-яку перевагу потрібно платити рішенням пов'язаних з нею проблем, це цілком природно і демонструє складність і комплексність проблеми, яку належить вирішити. На рівні технологій минулого часу було неможливо запропонувати ефективне рішення проблем, що з'явилися при реалізації системи управління обтіканням шляхом відсмоктування повітря.

На теперішній час з'явилися принципово нові технології виготовлення, матеріалів та електроніки. На новому технологічному рівні розвитку техніки, електроніки, матеріалів і технологій виготовлення конструкції літаків з'являється можливість ефективного подолання перешкод минулих поколінь систем управління обтіканням. Необхідність для пілота керувати режимами роботи системи відсмоктування повітря за сучасних умов реалізації подібної системи можна цілком перекласти на автоматику. Ускладнення процесу пілотування, через недосконале забезпечення стійкості течії до відриву при ламінарному обтіканні можна ефективно подолати встановленням автоматичних засобів підтримки режимів відсмоктування повітря чи вимикання цієї системи повністю на відповідальних режимах польоту чи при несприятливих погодних умовах. Відсмоктування примежового шару всередину крила та здування його з поверхні крила, дають змогу при невеликих додаткових витратах енергії суттєво змінювати в бажаному напрямку параметри обтікання, а саме досягати ламінаризації потоку і відповідного зменшення опору тертя, перешкоджати передчасному відриву примежового шару.

Література.

Корнілов В. І. Проблемы снижения турбулентного трения активными и пассивными методами /В. І. Корнілов // Теплофизика и аэромеханика. 2005. -№2. - С. 26.

УДК 533.68

ЧМИХ В.О., ЗІЛІНКА В.В., ШКВАР Є.О.

РЕАКТИВНИЙ ЗАКРИЛОК НА КРИЛІ ЕКРАНОПЛАНА

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна, e-mail:vladimir.chmih@yandex.ru, eush@mail.ru, zilinkavv@gmail.com

Постановка проблеми. Дане проектне рішення полягає в принципово новому конструванні конструкції струменевого закрилка на екраноплані, що в свою чергу дасть можливість покращити несучі та вагові характеристики даного типу ЛА, а також забезпечить ефективну можливість цілеспрямованого впливу на властивості стійкості та керованості. Отже перспективність запропонованої модифікації екраноплана полягає в забезпеченні: економічності, екологічності, стійкості та керованості, маневреності, безпеки руху, поліпшенні льотно-технічних характеристик.

Аналіз аналогів. Інформація щодо спроб реалізації струменевого закрилка на крилі екраноплана авторам невідома, але плідність цієї ідеї витікає з можливості зменшення фізичної площі обтічної поверхні і, як наслідок, зменшення вагових характеристик екраноплана. Крім того особливо слід зазначити ту обставину, що така аеродинамічна конфігурація в цілому дозволить підсилити використання екрану землі, який є визначальним ефектом при формуванні підйімальної сили даного типу ЛА і, як результат, поліпшити його несучі властивості.

Метою даної доповіді є визначення та аналіз ряду чинників, що обумовлюють ефективність пропозиції застосування струменевого закрилка на крилі екраноплану з урахуванням фактору надмалих висот польоту та, як наслідок, впливу ефекту екрана землі.

Струменевий закрилок як засіб покращення несучих та вагових властивостей екраноплана. Як відомо, екраноплани літають головним чином за рахунок наявності екрануючої поверхні поблизу крила. Відстань до поверхні може бути дуже малою (<0.5м) і тому при використанні класичного закрилка можлиме як торкання елементами механізації поверхні так і може статися запирання потоку, що дуже критично впливає на центровку всього ЛА даного типу.

При русі екраноплана над екранованою поверхнею наявність струменевого закрилка збільшуватиме позитивний вплив екрану землі. Отже виникає можливість збільшити коефіцієнт підйімальної сили C_u і забезпечити рух екраноплана на малих висотах завдяки відсутності рухомих елементів механізації звичайного крила. Витрати палива зменшаться за рахунок струминного закрилка, оскільки він буде забезпечувати більшу підйімальну силу, що дозволяє зменшити площу і, як наслідок вагу конструкції крила. На відносній висоті польоту екраноплана, мен-

шій 0.01, де важливим питанням є забезпечення повздовжньої стійкості, даний закрилок протидіятиме виходу екраноплана на негативні значення кута тангажу.

Отримані результати показані на рис. 1,2, а саме картина обтікання профілю оздобленого реактивним закрилком з кутом видуву 35 градусів та залежність коефіцієнта підіймальної сили від кута видуву струменя. Усі наведені далі результати отримано на основі числового моделювання в програмному модулі Fluent програмного забезпечення «ANSYS».

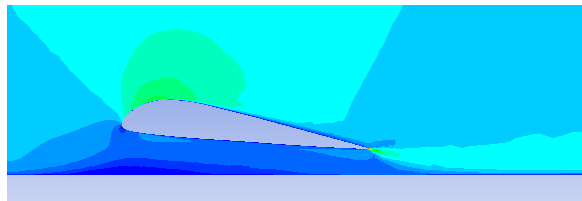


Рис. 6. Обтікання профілю з кутом видуву струменя 35 градусів.

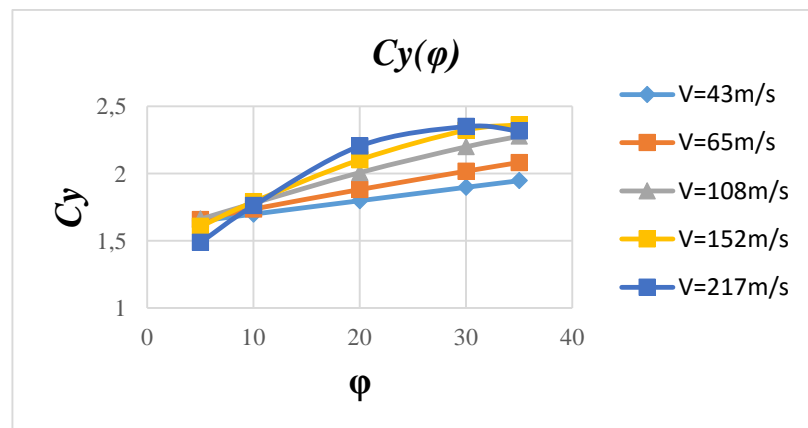


Рис. 7. Залежність похідної підіймальної сили від кута видуву струменя по швидкості.

Висновки. Перспективність запропонованої модифікації екраноплана полягає в забезпеченні: економічності, екологічності, стійкості та керованості, маневреності, безпеки руху, поліпшенні льотно-технічних характеристик. Дана проектна пропозиція є доцільною для подальшої розробки та втілення, оскільки за рахунок підсилення ефекту екрана землі, вона позитивно впливає на основні аеродинамічні характеристики даного типу ЛА, підвищує його маневреність, безпеку, екологічність та економічність. Отримані результати є позитивним підґрунтям для подальшої модифікації розробленої математичної моделі та наближеного методу, в рамках якого вона втілена, з метою відтворення очікуваного ефекту впливу реактивного закрилка на екраноплані при польоті над екрануючою поверхнею.

Література

1. Шквар Є. О. Математичне моделювання турбулентних пристінних струменів на рифленій поверхні. // Системи управління, навігації та зв'язку. – 2010. – №2. – С. 152–157.
2. Физика экранного эффекта – <http://engine.aviaport.ru/issues/53/page20.html>.
3. Петров А. В. Энергетические методы увеличения подъемной силы крыла, 2011. – 404 с.

Науково-технічна конференція викладачів, науковців, аспірантів та студентів, присвячена Дню Науки

**СЕКЦІЯ 4
«ТЕОРЕТИЧНА ТА ПРИКЛАДНА МЕХАНІКА»**

ВПЛИВ НАХИЛУ СТІНОК РЕЗЕРВУАРА У ФОРМІ ЗРІЗАНОГО КОНУСА НА ХВИЛЕУТВОРЕННЯ В РІДИНІ З ВІЛЬНОЮ ПОВЕРХНЕЮ ПІД ДІЄЮ ІМПУЛЬСНОГО НАВАНТАЖЕННЯ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна, viktoriia.gubaskaia@gmail.com

Вступ. Актуальність задач динаміки рідини в резервуарах постає при проектуванні сучасних систем конструкцій з рідиною. Багато видів інженерних систем пов'язані з транспортуванням рідких вантажів і все частіше постає проблема динаміки таких систем, викликана коливаннями рідини з вільною поверхнею. Проблема коливань конструкцій з рідиною викликає інтерес щодо впливу коливань рідкого палива на льотно-технічні характеристики реактивних транспортних засобів та їх керування. При транспортуванні виникають коливання вільної поверхні рідини, а при великій відносній масі рідини її хвильові рухи можуть суттєво впливати на динаміку транспортного засобу. Тому необхідно володіти високостовірною моделлю процесів у системах резервуар–рідина, зручною для теоретичного аналізу та чисельної реалізації.

Постановка задачі дослідження. Ставиться задача дослідити вплив нахилу стінок резервуару у формі зрізаного конуса на хвилеутворення в рідині з вільною поверхнею. Поведінка системи розглядається на тривалому проміжку часу при імпульсному збудженні руху силою, прикладеною до резервуару.

Метод дослідження. Розглядається резервуар у формі усіченого конуса. Нехай τ – область, яку займає рідина; S_0 і S – вільна поверхня рідини в її збуреному і незбуреному русі; Σ і Σ_0 – границі контакту рідини зі стінками резервуару у збуреному та незбуреному стані ($\Delta\Sigma$ – зміна контакту рідини, зумовлена збуренням руху, $\Sigma = \Sigma_0 + \Delta\Sigma$), $\xi(x, y, z, t) = 0$ – рівняння вільної поверхні рідини. Поступальний рух резервуару описується вектором переміщень ε . Припускається, що рідина ідеальна, однорідна, нестислива і в початковий момент часу вихрові рухи відсутні. В цьому випадку кінематика рідини може бути описана потенціалом швидкостей. Резервуар є абсолютно твердим тілом з абсолютно жорсткими стінками.

Постановка задачі [1]:

$$\Delta\varphi = 0 \text{ в } \tau; \tag{1}$$

$$\frac{\partial\varphi}{\partial n} = \varepsilon \cdot n \text{ на } \Sigma; \tag{2}$$

$$\frac{\partial\xi}{\partial\alpha} + \nabla\xi \cdot \nabla\varphi = \frac{\partial\varphi}{\partial\alpha} \text{ на } S; \tag{3}$$

$$\frac{\partial\varphi}{\partial\alpha} + \frac{1}{2}(\nabla\varphi)^2 - \nabla\varphi \cdot \varepsilon - g \cdot r = 0 \text{ на } S. \tag{4}$$

Тут рівняння (1) відповідає вимозі нерозривності потоку в об'ємі рідини τ , (2) – умова неперетікання на твердій межі контакту тіло – рідина Σ , (3) – умова неперетікання на вільній збуреній поверхні рідини S , (4) – динамічна гранична умова,

яка відповідає рівності тисків на вільній поверхні рідини і тиску атмосфери над нею.

З Для вивчення задачі використано модель [1, 7], яка була протестована на прикладі перехідних процесів для задач динаміки резервуарів у формі тіл обертання з рідиною з вільною поверхнею. Математична модель представлена в амплітудних параметрах a_i коливань рідини та руху резервуара ξ :

$$\sum_{i=1}^N p_m(a_k, t) a_n + \sum_{i=N+1}^{N+3} p_m(a_k, t) \varepsilon_{r-N} = q_r(a_k, a_i, t), r = \overline{1, N+3}. \quad (5)$$

При цьому коефіцієнти p_m визначаються через алгебраїчні форми від першого до третього порядків з коефіцієнтами, які визначаються через квадратури від форм коливань (координатних функцій). Для побудови координатних функцій був використаний метод допоміжної області, який на відміну від класичного методу враховує виконання умови неперетікання вище рівня незбуреної вільної поверхні. Для оцінки точності отриманого розв'язку приймалася похибка у вигляді $\delta = \frac{\partial p}{\partial n} \Big|_{\Sigma} / \max \frac{\partial p}{\partial n} \Big|_{S_0}$. Отримані функції з точністю 10^{-5} і вище задовольняють умові неперетікання на стінці, і з точністю порядку 10^{-3} на продовженні стінки над вільною поверхнею.

Дослідження виходу системи на усталений режим під дією періодичної сили. Досліджується задача виходу на усталений режим системи, що складається з резервуара і рідини з вільною поверхнею. Розглянемо сумісний рух резервуару з рідиною в горизонтальній площині під дією імпульсної сили. Поведінка системи розглядається на тривалому проміжку часу 150с, співвідношення мас резервуару і рідини $M_p = 0,2 M_{ж}$. До резервуару прикладається імпульсна сила величиною 0,7 Н протягом часу 0,5 с. Проаналізуємо амплітуди збурень рідини на стінці резервуару в часі для конуса, циліндра, а також проміжних випадків у вигляді зрізаного конуса з радіусом нижньої основи 0,2, 0,4, 0,6, 0,8 м. Приведені графіки зміни амплітуди збурень рідини на стінці резервуару в часі.

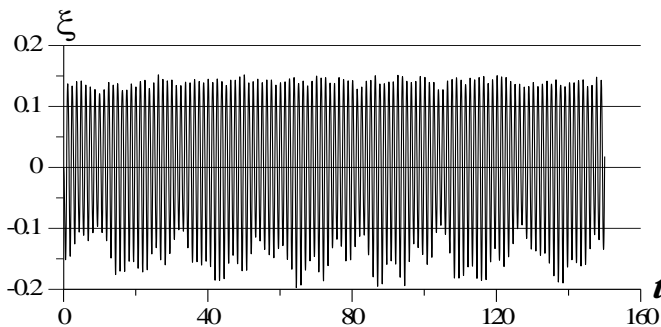


Рис. 1. Зміна амплітуди збурень рідини з часом для конуса

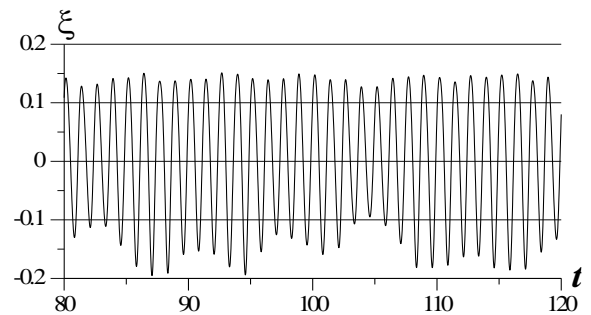


Рис. 1 а. Зміна амплітуди збурень рідини з часом для конуса, часовий проміжок 80-120 с

Для більш детального вивчення розглянути ці ж значення на меншому інтервалі часу.

З графіків видно, що усталені коливання в системі практично не спостерігаються. На фоні квазіперіодичного процесу, що практично співпадає з частотою коливань по першій формі, помітний істотний прояв вищих форм з періодами не кратними періоду зовнішнього збудження, що в кінцевому підсумку приводить до того, що усталені режими коливань відсутні для обох випадків.

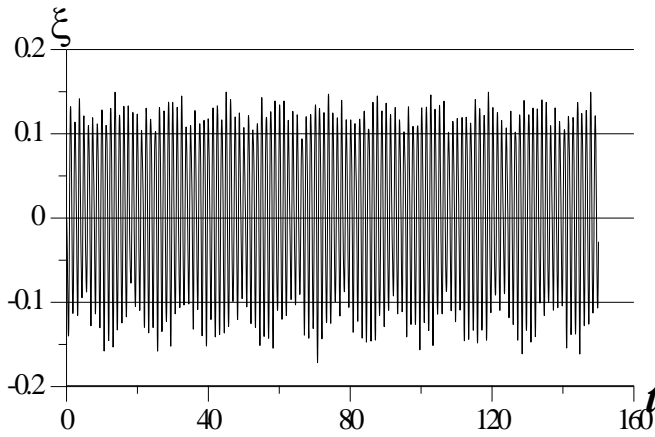


Рис. 2. Зміна амплітуди збурень рідини з часом для зрізаного конуса з радіусом нижньої основи 0,4 м.

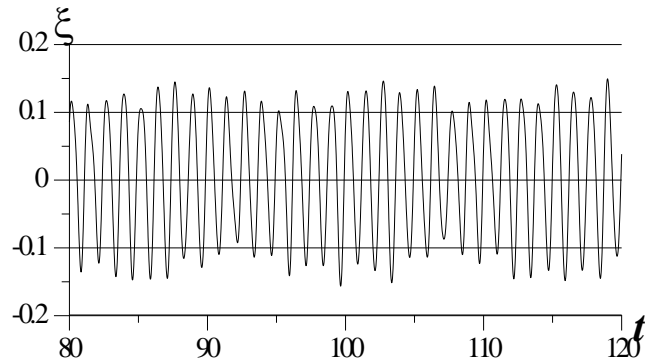


Рис. 2 а Зміна амплітуди збурень рідини з часом для зрізаного конуса з радіусом нижньої основи 0,4 м, часовий проміжок 80-120 с

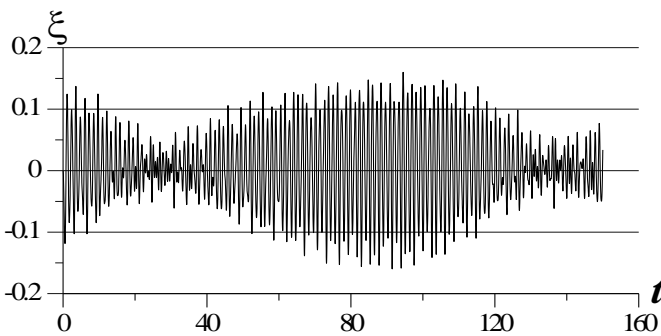


Рис. 3 Зміна амплітуди збурень рідини з часом для циліндра

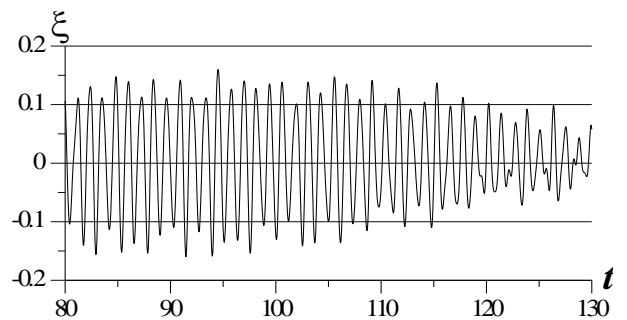


Рис. 3 а Зміна амплітуди збурень рідини з часом для циліндра, часовий проміжок 80-130 с

Для всіх випадків не спостерігається зміни середнього значення амплітуди, вплив вищих гармонік значний і проявляється суттєво на проміжку часу далекому від початку коливального процесу (супергармоніки та двугорбі піки) і присутній для всіх розглянутих випадків нижньої основи зрізаного конуса. Має місце модуляція коливань, період якої збільшується зі збільшенням радіуса нижньої основи. Значення максимальної амплітуди коливань дещо зменшується зі збільшенням радіуса нижньої основи.

Висновки. В роботі розглянуто задачу про вимушені нелінійні коливання резервуару у формі усіченого конуса і рідини з вільною поверхнею при їх сумісному русі. Поведінка системи розглядається в рамках нелінійної моделі на тривалому проміжку часу. Досліджено задачу про вихід такої системи на усталений режим коливань при збудженні руху системи імпульсною силою. Проаналізовано амплітуди збурень рідини на стінці резервуару в часі для конуса, циліндра, а також

проміжних випадків у вигляді зрізаного конуса. Для розглянутих коливальних процесів характерна виражена модуляція та практично незмінне середнє значення амплітуди, вплив вищих гармонік значний і проявляється суттєво на проміжку часу далекому від початку коливального процесу (супергармоніки та двугорбі піки), причому період модуляції збільшується зі збільшенням радіуса нижньої основи. Можна відмітити також, що значення максимальної амплітуди коливань дещо зменшується зі збільшенням радіуса нижньої основи. В усіх випадках вихід на режим усталених коливань не відбувався.

Литература

1. Лимарченко О.С., Ясинский В.В. *Нелинейная динамика конструкций с жидкостью*. Киев: НТУУ "КПИ" – 1997. – 348с.
2. Faltinsen O.M., Rognebakke O.F., Timokha A.N. *Transient and steady-state amplitudes of resonant three-dimensional sloshing in a square base tank with a finite fluid depth/ Physics of fluids 18.* – 2006. – 14 p.
3. Ibrahim R. A. *Liquid sloshing dynamics: theory and applications / Cambridge University Press.* – 2005. – 950 p.
4. Limarchenko O. S. *Peculiarities of application of perturbation techniques in problems of nonlinear oscillations of liquid with a free surface in cavities of non-cylindrical shape, Ukrainian Mathematical Journal, 2007, Vol. 59, No. 1, P. 44-70.*
5. Pal P. *Sloshing of liquid in partially filled container – an experimental study / International Journal of Recent Trends in Engineering, 2009, Vol. 1, No. 6, P. 1-5*

УДК 004.93'11 004.93'12

ПІКЕНІН О.О., МАРИНОШЕНКО О.П., ПРОХОРЧУК О.В.

АЛГОРИТМ ПОШУКУ ТА ІДЕНТИФІКАЦІЇ ОПОРНИХ ТОЧОК ПОВІТРЯНИХ СУДЕН

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна, pikeninaleksey@gmail.com

Постановка проблеми Алгоритм пошуку та ідентифікації опорних точок повітряних суден – це апаратно-програмний продукт, який складається з бортової або наземної камери (групи камер), яка під'єднана до блоку відстежування (виконавчого пристрою). Область покриття або моніторингу даної системи може становити від десятків метрів до декількох кілометрів за рахунок здатності, розширення скануючої камери, висоти польоту безпілотної літального апарату (БПЛА) та розміщення камери на поворотній платформі. Ідентифікатор опорних точок – це перспективна технологія сучасного моніторингу.

Останнім часом все частіше використовуються надлегкі БПЛА для вирішення задачі сканування території, як для воєнних, так і для цивільних цілей. Нині у світі є понад 20 компаній, які займаються обробкою зображень ДЗЗ, серед них: Jeppesen, Trimble, ArcGis, GeoGude, Spectra Precision та інші. Багато галузей і сфер діяльності (промисловість, транспорт, комунальне господарство, охорона) зацікавлені у впровадженні таких систем.

Аналіз досягнень. Основні області застосування даних систем - ідентифікації повітряних суден, моніторинг маршрутів польоту, відслідковування стану судна,

природничій моніторинг та охорона кордонів. Однак практичність такої технології суттєво залежить від особливостей обладнання, що її реалізує. Методи пошуку та фільтри для покращення якості зображень та потокового відео детально описані в літературі [1]-[5]. Кожному методу фільтрації властиві свої недоліки та переваги, які слід враховувати при виборі методу фільтрації під час роботи з ідентифікатором опорних точок.

Майже всі фільтри та алгоритми пошуку є достатньо складними в плані математичного апарату та програмної реалізації, але досить прості в застосуванні та обробці фото та відео даних. Основним методом зменшення розміру навантаження на обладнання на даний час є фільтрація їх численних складових, яка зводиться до апроксимації розподілу яскравості вихідного растрового зображення (поточно-го кадру з відео) сукупністю графічних примітивів [5].

Мета доповіді є розробка та моделювання алгоритму пошуку та ідентифікації опорних точок з потокових фото та відео файлів для відслідковування повітряних суден (квадрокоптер), модифікація існуючих фільтрів та алгоритм пошуку опорних точок навігаційних орієнтирів з метою подальшої розробки програмного модулю ідентифікації та пошуку.

Викладення основного матеріалу. Описання об'єкту дослідження. Апаратні засоби ДЗЗ фіксують розподіли яскравості зображень окремих спектральних складових БСЗ у растровому форматі – кожне таке зображення подається на прямокутній решітці, розташованій у картинній площині (растрі), комірки якої мають цілочислові значення рівнів яскравості, які подають різні відтінки сірого кольору.

Спостережуване зображення можна математично записати наступним чином

$$(1): \quad v(i) = u(i) + n(i) \quad (1)$$

де $v(i)$ – величина, яка спостерігається, $u(i)$ – дійсна величина, яку необхідно відновити з $v(i)$, $n(i)$ – шумове відхилення. Метод очищення від шуму зображення u може бути визначений як $D_h: u = D_h v + n(D_h, u)$, h – параметр фільтрації, $D_h u$ – очищене від шуму зображення, $n(D_h, u)$ – шум, визначений цим методом.

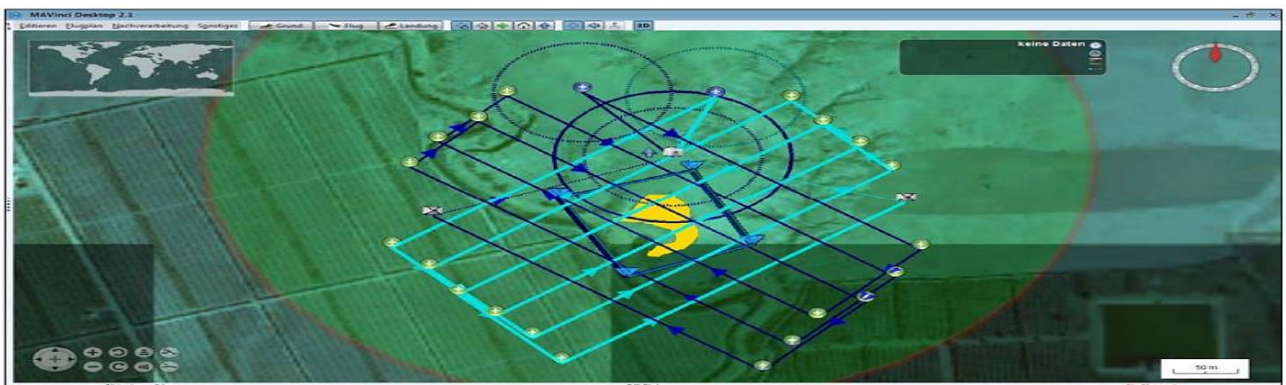


Рис. 1. План польоту для малого місця проведення дослідження (20 м висота польоту).
Переміно затінені сині лінії два послідовних плани польотів, які зміщені та повернуті друг проти друга для того щоб повністю охопити невелику ділянку.

Для покращення існуючих фільтрів обробки зображення використані наступні методи: для локальних методів фільтрації були обрані метод селективного згладжування [2] та метод селективної фільтрації [3], фільтри в частотній області доповненні нерізким маскуванню [5], алгоритм нелокального усереднення модифікований медіанним проходженням [6].

Для опрацювання спостережуваної території було виконано серію ортофопланових польотів для створення карти моніторингу місцевості на висоті 20 метрів (рис. 1.) та на висоті 50 метрів (рис 2.).

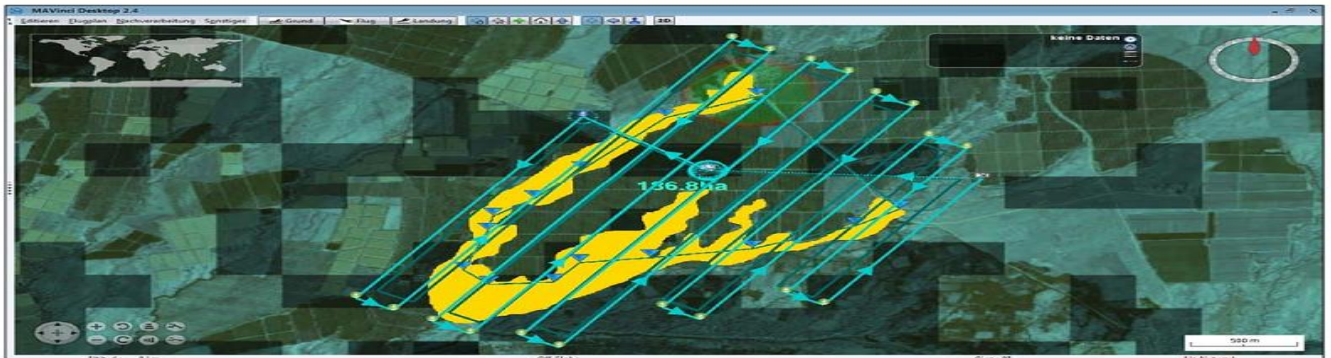


Рис. 2. План польоту для великого місця проведення дослідження (50 м висоти польоту).

В якості об'єкту дослідження розглядається відео польоту квадрокоптера. Для подальшої роботи над відео створюємо поліхроматичну градацію сітки кадру (Рис. 3.).

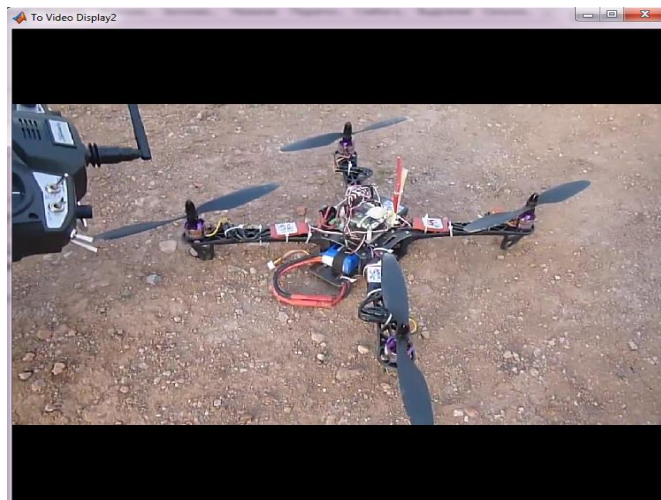


Рис. 3. Квадрокоптер перед зльотом

Алгоритм виділення опорних точок. Виділяючи контур об'єкта, можна отримати інформацію про його геометрію. Використовуючи більше чи менше число точок для розмітки, ми здійснюємо більш-менш детальний аналіз зображення. Нехай ϵ точка з координатами (2): $p(i, j) \quad 0 \leq i \leq n-1, 0 \leq j \leq n-1$. (2)

Оброблене напівтонове зображення базового положення квадрокоптеру (Рис. 4.), задане за допомогою функції яскравості $S: M^2 \rightarrow R$, яка ставить у відповідність кожній точці зображення значення її яскравості. R - в даному випадку цілі числа

від 0 до 255. На першому етапі проводиться перетворення напівтонового зображення в логічну матрицю $T=(t_{ij})$.



Рис. 4. Напівтонове зображення квадрокоптеру

$$\text{Вважаємо: } t_{ij} = \begin{cases} 0, & S(i,j) \geq \tau \\ 1, & S(i,j) < \tau \end{cases}$$

де τ - деякий поріг яскравості. Далі виділяємо контур, залишаючи тільки граничні точки і стираючи всі внутрішні. Якщо точка $\langle i, j \rangle$ гранична показана (Рис. 5.)

то (3):
$$t_{i,j+1} + t_{i,j-1} + t_{i+1,j} + t_{i-1,j} < 4 \quad (3)$$



Рис. 5. Напівтонове зображення по трьом каналам граничних точок квадрокоптеру

Для того щоб описати методи виділення характерних точок на контурі, введемо ряд визначень. Нехай дана точка $\langle i, j \rangle$, тоді виникають різні типи околиць (4):

$$\begin{aligned} P_4(i,j) &= \{ \langle i \pm 1, j \rangle, \langle i, j \pm 1 \rangle \} - 4 \text{ околиці;} \\ P_N(i,j) &= \{ \langle i \pm 1, j \pm 1 \rangle \} - N \text{ околиці;} \\ P_8(i,j) &= P_4(i,j) \cup P_D(i,j) - 8 \text{ околиці.} \end{aligned} \quad (4)$$

Пронумеруємо навколо даної точки всі елементи (Рис.6). Припустимо, що вони розташовані на колі з центром в цій точці, знаходяться на однаковій кутовій відс-

тані $\pi/4$ і послідовно пронумеровані за годинниковою стрілкою, починаючи з точки, що є верхньою точкою цієї окружності. Замість t_{kl} будемо писати t_p , де p - відповідний номер, у випадку $1 \leq p \leq 8$, коли $\langle k,l \rangle$, потрапляє в дане оточення точки.

Введемо функції:

1) кількість одиничних точок в R_8, R_4 : $R_8(i,j) = \sum_{k=1}^8 t_k, R_4(i,j) = \sum_{k=1}^4 t_{2k-1}$;

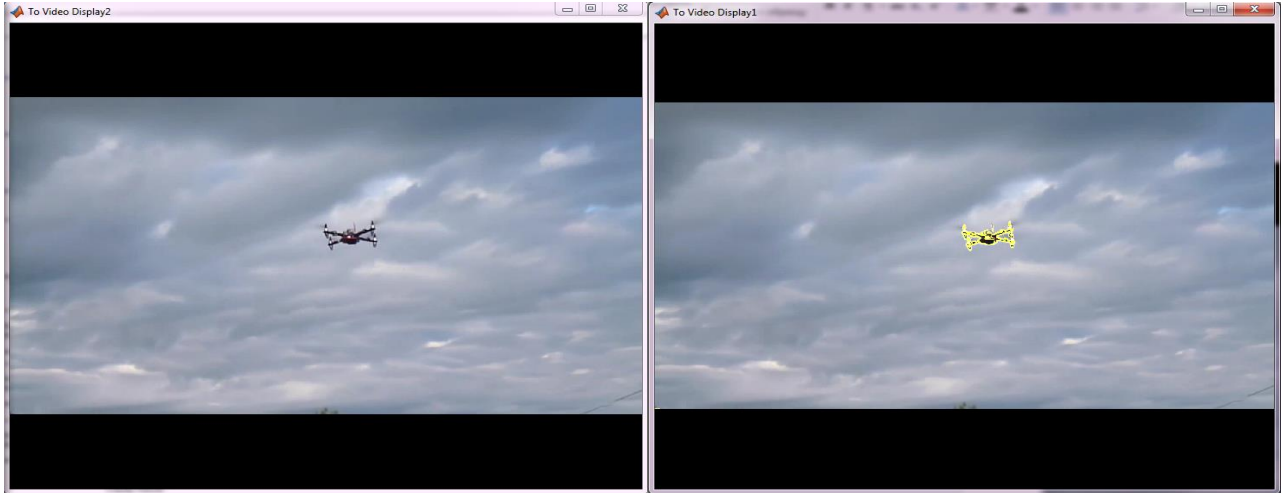


Рис. 6. Точки які знаходяться на колі з центром в цій точці

2) кількість одиничних трійок в R_8 : $C_8(i,j) = \sum_{k=1}^8 t_{2k-1} t_{2k} t_{2k+1}$, індекси складаються по модулю;

3) число 8-зв'язності: $N_8 = R_8(i,j) - C_8(i,j)$;

4) число 4-зв'язності: $N_4 = R_4(i,j) - C_4(i,j)$.

Тоді через введене число зв'язності визначаються характерні точки контуру (5):

$$N_C(i,j) = \begin{cases} 0, & \text{ізолювана точка;} \\ 1, & \text{кінцева точка;} \\ 2, & \text{зв'язуюча точка;} \\ 3, & \text{точка розгалуження;} \\ 4, & \text{точка перетину.} \end{cases} \quad (5)$$

де під $N_C(i,j)$ розуміється N_4, N_8 в залежності від обраного типу зв'язності.

Ясно, що точки $\langle i,j \rangle$, такі, що $N_C(i,j) \neq 2$ є інформативними, тобто їх необхідно виділити при розмітці об'єкта. Умова $N_C(i,j) = 2$ нічого не дає. Тут необхідні інші критерії. Якщо контур має злам в даній точці, то її доцільно виділити. В іншому випадку це робити небажано.

Для розмітки контуру використовуємо тільки ті елементи, в яких змінюється напрямок руху. Неважко бачити, що якщо ми маємо, наприклад, прямокутник, то після застосування алгоритму залишаться всього чотири кутових точки. Однак для геометрично складних кривих може виявитися занадто багато точок, в яких

змінюється напрямком. У цьому випадку ряд точок може бути відсіяний, виходячи з різних критеріїв.

В ході дослідження проведено ряд тестів моніторингу та ідентифікації польоту квадрокоптеру, з метою знаходження його контурних ліній та розробки цільового алгоритму для створення програмного модулю відстеження повітряних суден.

За тестове середовище було прийнято систему розрахунків Matlab, в вбудованому середовищі Simulink створена модель рис. 7 ідентифікації базового геометричного контуру квадрокоптера.

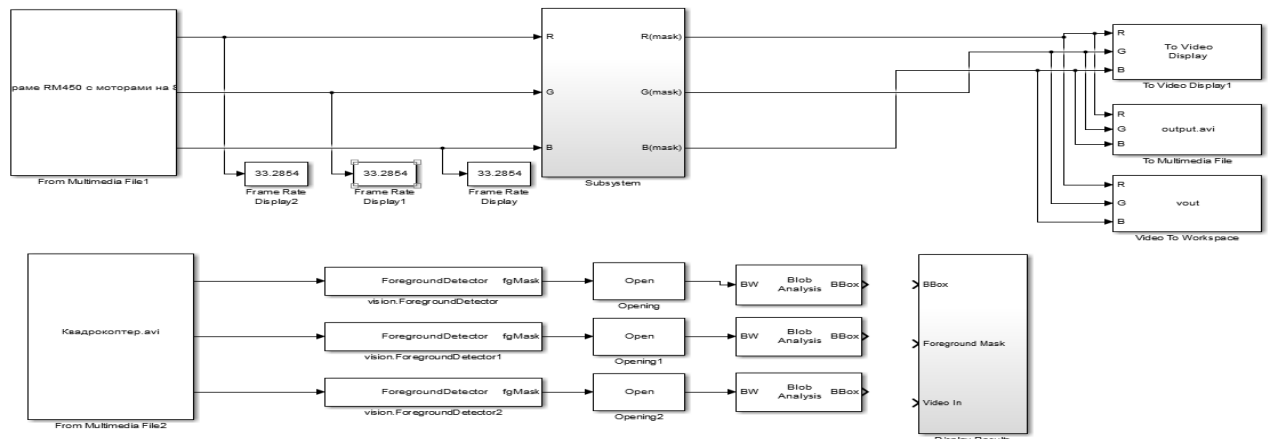


Рис. 7. Модель ідентифікації

Модель складається з блоку введення потокового відео файлу (польоту квадрокоптера) From media File 1, трьох блоків відслідковування кількості фреймів на каналі (Frame rate 1,2,3), блоку поточної обробки відео каналів Subsystem та системи виведення даних (на екран, запису в файл та для подальшої обробки в робочій області).

Висновки Розроблена модель включає в себе алгоритм пошуку опорних точок та дозволяє ідентифікувати видові геометричні характеристики квадрокоптеру в режимі реального часу та надає змогу визначити траєкторію польоту, швидкість, висоту польоту. На основі математичного моделювання в Matlab алгоритму пошуку та ідентифікації, було створено програмний модуль на мові C++ DetectorScanAir, який відслідковує рухомі об'єкти в кадрі за допомогою WebCam Sony.

Література

1. Шовенгердт Р.А. Дистанционное зондирование. Модели и методы обработки изображений: Пер. с англ. – М.: Техносфера, 2010. – 560 с.
2. C. Tomasi Bilateral Filtering for Gray and Color Images / C. Tomasi and R. Manduchi // in Proc. 6th Int. Conf. Computer Vision, New Delhi, India. – 1998.
3. L.P. Yaroslavsky Digital Picture Processing. An Introduction// Berlin-HeidelbergNew York, Springer-Verlag. – 1985. – P. 276.
4. У. К. Прэтт Цифровая обработка изображений - М.: Мир. – 1982. – P. 523.
5. Y. Wang A Total Variation Wavelet Algorithm for Medical Image Denoising/ Y. Wang and H. M. Zhou //The International Journal on Biomedical Imaging, Vol. 2006, article ID 89095. - 2006. - P.6.
6. A. Buades Non-Local Algorithm for Image Denoising / A. Buades, B. Coll, and J.-M. Morel // In Proceedings of the IEEE Computer Society Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR), 2. – 2005. – P. 605.

УДК 531.383

ФЕДОРОВ В.Н., ГЕРИК Б.В., ЛУКОМСКИЙ Я.Ю., ШТЕФАН Н.И.

О ТОЧНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПОЛОЖЕНИЯ МЕРИДИАНА НАЗЕМНЫМ ГИРОКОМПАСОМ ВО ВРЕМЯ ВЫБЕГА ЕГО РОТОРА

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт», Киев, Украина,
fedorov_vn@online.ua

Постановка проблемы. При проведении геодезических, топографических, маркшейдерских и других работ, связанных с определением ориентирных направлений относительно Земли, актуальным является вопрос повышения точности и снижения временных затрат на проведение одного измерения. В статье рассматривается определение направления географического меридиана наземным трехстепенным маятниковым гирокомпасом с торсионным подвесом неуправляемого чувствительного элемента, оснащенным высокоточным цифровым датчиком угла азимутального положения чувствительного элемента и блоком обработки информации. При обработке информации применен косвенный метод [1] получения данных о начальных отклонениях динамических систем.

Анализ последних достижений и публикаций. В процессе совершенствования прибора выяснилось, что дальнейшее повышение точности связано с необходимостью учета следующего фактора. Во время измерения вокруг вертикальной оси чувствительного элемента действует постоянный неконтролируемый момент, обусловленный эксплуатационными причинами, различный от измерения к измерению. Указанный момент смещает центр азимутальных колебаний чувствительного элемента, с которым, в соответствии с принятой методикой, отождествляется азимут северного направления, на постоянную величину. Для автокомпенсации этой погрешности были предложены несколько методов, основанных на проведении измерений с разными, но фиксированными параметрами прибора. Однако, указанные меры более чем вдвое удлиняли процесс измерений.

В [2] предлагается определять положение географического меридиана на основе анализа азимутального движения чувствительного элемента гирокомпаса в процессе разгона его ротора. Указанное предложение приносит двоякий выигрыш в вопросе сокращения времени измерений: во-первых, режим разгона ротора становится «штатным», а не балластным режимом работы гирокомпаса, как это было ранее; во-вторых, отпадает необходимость в специальных мерах борьбы с вертикальными вредными моментами, так как смещение положения равновесия, вызванное действием последних, является переменным во времени, что позволяет определить величину вредного момента в процессе одного измерения.

В [3] делается следующий шаг в вопросе определения плоскости географического меридиана трехстепенным маятниковым гирокомпасом в режиме изменения скорости вращения его ротора. Рассматривается режим работы гирокомпаса, когда перед началом процесса измерения его ротору мгновенно (импульсно, например, с помощью пиропатрона) сообщается номинальная угловая скорость враще-

ния, после чего он предоставляется самому себе и скорость его вращения уменьшается естественным образом – по закону экспоненты.

Цель статьи. Целью работы является построение алгоритмов обработки информации о движении трехстепенного маятникового гирокомпаса в режиме естественной остановки его ротора.

Основная часть. Уравнения движения прибора на неподвижном относительно Земли основании, с учетом действующего вокруг вертикальной оси чувствительного элемента неконтролируемого вредного момента $M=const$, имеют вид

$$\begin{aligned} H\dot{\alpha} + HU_{\Gamma}\beta + mgl\beta + HU_B &= 0 \\ H\dot{\beta} + \dot{H}\beta - HU_{\Gamma}\alpha &= M, \end{aligned} \quad (1)$$

где H - кинетический момент гироскопа, U_{Γ} и U_B - горизонтальная и вертикальная составляющие угловой скорости вращения Земли в месте проведения измерений, α и β - текущие углы отклонения оси ротора гирокомпаса от меридиана и плоскости горизонта соответственно, mgl - маятниковость гирокомпаса.

Система уравнений (1) в случае уменьшения кинетического момента по закону:

$$H = H_m e^{-\lambda t}, \quad (3)$$

где H_m - максимальное значение кинетического момента, λ - показатель затухания экспоненциальной функции, t - текущее время, с учетом $\lambda^{-1} \ln(H_m \cdot H^{-1}) = \lambda^{-1} \ln(e^{\lambda t})$ и обозначения $B = mgl \cdot H_m^{-2}$, приводится к уравнению движения по азимутальной координате α вида

$$\ddot{\alpha} - 2\lambda\dot{\alpha} + U_{\Gamma}mglH_m^{-1}e^{\lambda t} \cdot \alpha = 2\lambda U_B - M \cdot B e^{2\lambda t}. \quad (4)$$

Вводя новую независимую переменную $z = 2\lambda^{-1} \sqrt{U_{\Gamma}H_m^{-1}mgle^{\lambda t}}$,

и обозначая $D = 8U_B\lambda^{-1}$; $A = 0.25\lambda^2 H_m^2 U_{\Gamma}^{-2} (mgl)^{-2}$, а производные искомой функции по новой независимой переменной через α' и α'' , уравнение (4) запишем так $z^2\alpha'' - 3z\alpha' + z^2\alpha = D - BAZ^4 \cdot M$. (5)

Однородное уравнение, соответствующее (5), является частным случаем уравнения Бесселя и имеет решение [4]: $\alpha = C_1 z^2 I_2(z) + C_2 z^2 Y_2(z)$,

где C_1 и C_2 - произвольные постоянные, $I_2(z)$ и $Y_2(z)$ - функции Бесселя второго порядка первого и второго рода соответственно.

С учетом обозначений

$$\int_0^z z^{-3} Y_2(z) dz = F(z); \quad \int_0^z z^{-3} I_2(z) dz = E(z),$$

уравнение (5) имеет решение $\alpha = [\alpha_0 + (z_0^2 + 4)BAM] \frac{\pi z^2}{2z_0} [Y_1(z_0)I_2(z) -$

$$\begin{aligned} & I_1(z_0)Y_2(z)]^+ + \left[\frac{\lambda}{4U_{\Gamma}} \left(\frac{U_B H_m}{mgl} + \beta_0 \right) + BAM \right] \cdot \pi z^2 [Y_2(z_0)I_2(z) - I_2(z_0)Y_2(z)] - \\ & BAM(z^2 + 4) + \frac{\pi D}{2} z^2 \{ Y_2(z)[E(z) - E(z_0)] - I_2(z)[F(z) - F(z_0)] \} \end{aligned} \quad (6)$$

Как видно из уравнения (6), в двух последних квадратных скобках записаны интегралы с пределами интегрирования z_0 и z :

$$\int_{z_0}^z z^{-3} Y_2(z) dz = F(z_0, z); \quad \int_{z_0}^z z^{-3} I_2(z) dz = E(z_0, z); \quad (7)$$

С учетом выражений (7) и введенных ниже обозначений для известных функций параметра z

$$f_1(z) = \frac{\pi z^2}{2z_0} [Y_1(z_0)I_2(z) - I_1(z_0)Y_2(z)] - 1; \quad f_2(z) = 0.25\lambda U_\Gamma^{-1} \pi z^2 [Y_2(z_0)I_2(z) - I_2(z_0)Y_2(z)]$$

; $f_3(z) = BA\{(z_0^2 + 4) \frac{\pi z^2}{2z_0} [Y_1(z_0)I_2(z) - I_1(z_0)Y_2(z)] + \pi z^2 [Y_2(z_0)I_2(z) - I_2(z_0)Y_2(z)] - (z^2 + 4)\}$;

$$f_4(z) = \alpha - \alpha_0 - \frac{\pi D}{2} z^2 [Y_2(z)E(z_0, z) - I_2(z)F(z_0, z)] - 0.25\lambda U_\Gamma^{-1} U_B H_m (mgl)^{-1} \pi z^2 [Y_2(z_0)I_2(z) - I_2(z_0)Y_2(z)]$$

можно записать $f_4 = \alpha_0 f_1 + \beta_0 f_2 + M f_3$. (8)

На рис.1 приведен график азимутального движения чувствительного элемента во времени при $H_m=1 \text{ Н}^*\text{м}^*\text{с}$; $\lambda=1,068*10^{-3}, \text{ рад/с}$, $U_\Gamma=3,65*10^{-5}, \text{ рад/с}$; $U_B=6.32*10^{-5}, \text{ рад/с}$, что соответствует географической широте 60° , $mgl = 4,1 \text{ Н}^*\text{м}$; $M=10^{-7}, \text{ Н}^*\text{м}$; $\alpha_0=0$; $\alpha_0=\pi/180, \text{ рад}$.

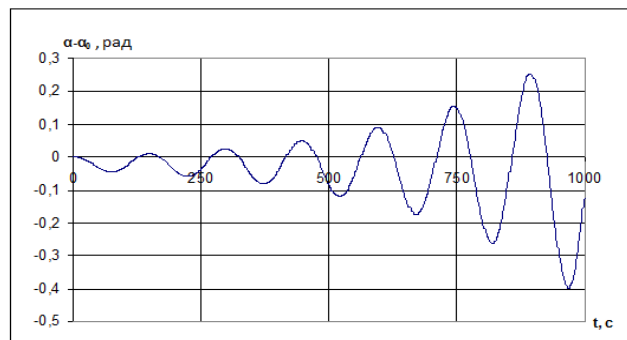


Рис.1. График изменения азимутальной координаты от времени при изменении кинетического момента по закону $H = H_m e^{-\lambda t}$.

Производя изменения в дискретные моменты времени, можно, применяя при обработке информации, например, метод наименьших квадратов в его аналитической форме, найти наилучшие оценки $\widehat{\alpha}_0, \widehat{\beta}_0, \widehat{M}$ неизвестных. Оценка $\widehat{\alpha}_0$ дает однозначную информацию о положении плоскости географического меридиана.

В случае, если аналитическое решение уравнения движения не может быть представлено линейной комбинацией неизвестных, для их поиска возможно использование алгоритма, основанного на свойствах собственно дифференциального уравнения движения гироскопа [5]. Схема получения решения в этом случае представлена на рис.2.

Согласно этой схемы полученный с гирокомпаса массив информации об азимутальном движении чувствительного элемента в режиме «выбега» ротора $(\alpha - \alpha_0)_n$ сравнивается с результатом интегрирования дифференциального уравнения движения прибора $(\alpha - \alpha_0)_m$, произведенном для произвольных, но допустимых с точки зрения эксплуатации прибора, начальных условий и возмущений. Далее вычисляется сумма квадратов разностей показаний реального прибора и его машинной модели (так называемая сумма квадратов «невязок»), приведенная к одному измерению, и осуществляется машинный поиск минимума этой суммы. Оценка $\hat{\alpha}_0$, соответствующая минимуму суммы квадратов «невязок» и будет «наилучшей» оценкой начального положения оси гирокомпаса.

При машинном моделировании алгоритма блок «ГИРОКОМПАС» на рис.2 был заменен на блок интегрирования дифференциального уравнения (4), к выходу которого добавлялся случайный шум заранее заданной интенсивности $\sigma(t)$.

Машинное моделирование предложенного алгоритма определения меридиана подтвердило его работоспособность. На рис.3 приведена зависимость погрешности оценки начального положения оси ротора гирокомпаса от времени набора информации при различных значениях интенсивности «шума» измерения.

Выводы. В статье предложена методика [6] определения положения географического меридиана трехстепенным маятниковым гирокомпасом, основанная на анализе азимутального движения чувствительного элемента в режиме экспоненциального выбега его ротора. Приведена схема идентификации «наилучшей» оценки начального положения оси ротора гирокомпаса, в основу которой положены свойства дифференциального уравнения движения прибора.

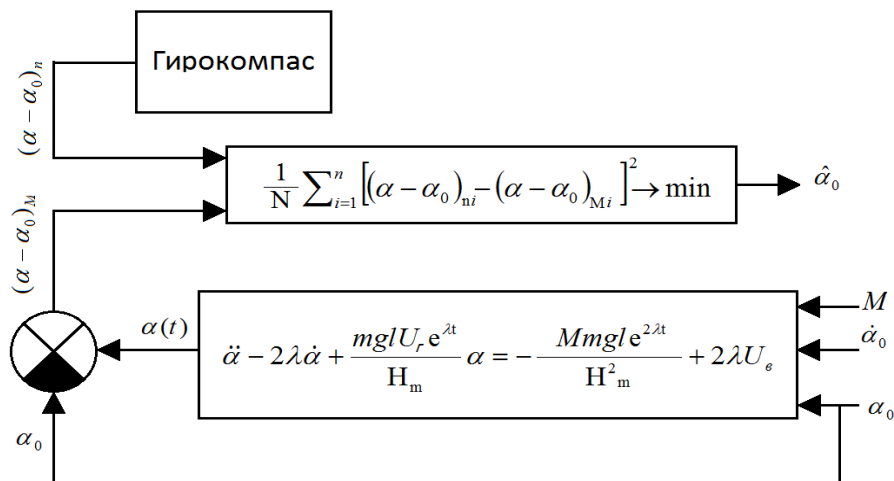


Рис.2. Схема вычисления «наилучшей» оценки начального положения оси гирокомпаса при экспоненциальном «выбеге» ротора.

Исходя из того, что после импульсного разгона ротора гирокомпаса до номинальной скорости вращения отпадает необходимость в механической связи между корпусом гирокомпаса и чувствительным элементом, предложенная методика

имеет два существенных преимущества по сравнению с методиками, применяемыми до сих пор:

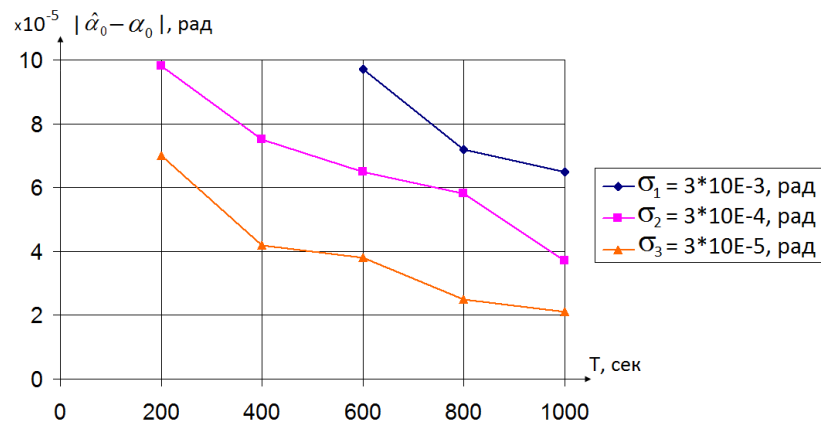


Рис.3. Зависимость погрешности оценки начального положения оси гироскопа от времени наблюдения.

- появляется возможность “неконтактного” вывешивания чувствительного элемента, что существенно снизит уровень возмущений, передаваемых от корпуса гироскопа на чувствительный элемент, и, как следствие этого, – повысит точность измерений;

- в качестве чувствительного элемента гироскопа можно использовать устройство, ротор и статор которого не несут электрических обмоток, что существенно уменьшит стоимость прибора.

Дальнейшие исследования, совершенствующие применение указанной методики, возможны в направлении алгоритмического учета и компенсации других (кроме постоянного) видов неконтролируемых моментов, возникающих в процессе эксплуатации гироскопа.

Литература

1. Ройтенберг Я.Н. О некоторых косвенных методах получения информации о положении управляемой системы в фазовом пространстве. – ПММ, 1961. т. XXV, вып. 3, с. 440-444.
2. Федоров В.Н. Об определении положения географического меридиана трехстепенным маятниковым гироскопом во время разгона его ротора//МГС.-2014.-№27.-с.30-36.
3. Федоров В.Н., Штефан Н.И. Алгоритм определения положения географического меридиана трехстепенным маятниковым гироскопом во время экспоненциального выбега его ротора. Сб. докл. X-й Междунар. науч.-техн. конфер. «Гиротехнологии, навигация, управление движением и конструирование ракетно-космической техники» - Киев, 16-17 апреля 2015. – с.675-680.
4. Камке Э. Справочник по обыкновенным дифференциальным уравнениям. – М.: Наука, 1971. – 576 с.
5. Волков Е. А. Численные методы. - М.: Физматлит, 2003.
6. Федоров В.Н., Штефан Н.И. Патент Украины №101962 на полезную модель «Способ определения направления географического меридиана маятниковым гироскопом». Опубликовано 12.10.2015. Бюллетень №19.

ІДЕНТИФІКАЦІЯ НЕСТАЦІОНАРНИХ НАВАНТАЖЕНЬ, ЩО ДІЮТЬ НА ПРУЖНОДЕФОРМОВАНИЙ ЕЛЕМЕНТ КОНСТРУКЦІЇ

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Київ, Україна, e-mail: yanchevsky@ukr.net

Вступ. Розвиток сучасної техніки нерозривно пов'язаний з проектуванням нових деталей і конструктивних елементів, які задовольняють необхідному комплексу механічних характеристик. На цьому етапі окрім надійних методів розрахунку важливим є наявність повної та достовірної інформації про діючі у процесі експлуатації цих елементів зовнішні навантаження. У низці випадків її отримання можливе виключно з використанням технології непрямих вимірів, коли ідентифікація навантаження здійснюється через реєстрацію інших величин (деформацій, різниці потенціалів, тощо). Проблеми ідентифікації навантажень за їх непрямими проявами присвячені численні теоретичні та експериментальні дослідження (див. [1–3]), у переважній більшості яких розглянуті питання ідентифікації просторового розподілу статичного навантаження або, у випадку нестационарних процесів, залежності від часу зосередженого навантаження імпульсного типу. Методи ідентифікації комплексного навантаження, зокрема такого, що представляє собою систему декількох нестационарних сил, до теперішнього часу розроблені недостатньо повно і багато питань, в т.ч. щодо можливості такої ідентифікації, залишаються відкритими. Саме цій проблематиці і присвячена дана робота.

Постановка задачі. Маємо конструктивний елемент, геометрія якого, варіант кріплення та механічні характеристики матеріалу/матеріалів задані. Деформації елемента є пружними і обумовлені дією R зовнішніх навантажень, розподіл яких по просторових координатах відомі, а закони їх зміни у часі $Z^{(r)}(t)$ ($r=\overline{1,R}$) підлягають ідентифікації. Для цього використовуються S функцій $V^{(s)}(t)$ ($s=\overline{1,S}$), які відображають зміну у часі певного деформаційного параметра, обумовленого дією $Z^{(r)}(t)$ ($r=\overline{1,R}$).

Метод розв'язання. Для розв'язання задачі залежності $Z^{(r)}(t)$ апроксимуються кусково-постійними функціями $Z^{(r)}(t)$, які в межах n -го часового інтервалу між моментами $t=T_{n-1}$ і $t=T_n$ приймають постійне значення $q_n^{(r)}$ –

$$Z^{(r)}(t) \approx Z^{(r)}(t) = \sum_{n=1}^N q_n^{(r)} [H(t-T_{n-1}) - H(t-T_n)], \quad (1)$$

де T_n – фіксовані моменти часу, які задовольняють умові $T_0=0 < T_1 < T_2 < \dots < T_N=T_{\text{IV}}$; T_{IV} – час дослідження; $H(t)$ – функція Хевісайда.

Очевидно, що рівність (1) може бути переписана у вигляді сукупності східчастих функцій $Z(t)=H(t)$, тобто у вигляді

$$Z^{(r)}(t) = \sum_{n=1}^N q_n^{(r)} H(t-T_{n-1}) Z(t-T_{n-1}). \quad (2)$$

При цьому між фігуруючими в (1) і (2) коефіцієнтами $q_n^{(r)}$ й $Q_n^{(r)}$ справедливе співвідношення $Q_n^{(r)} = \sum_{k=1}^n q_k^{(r)}$.

Якщо ввести в розгляд $S \cdot R$ функцій $V^{(s,r)}(t)$ ($s=\overline{1,S}$; $r=\overline{1,R}$), які визначають зміну у часі S -ої вимірюваної величини при прикладанні виключно r -го навантаження у вигляді східчастого одиничного впливу ($Z^{(r)}(t)=Z(t)$), то тоді, відповідно до принципу суперпозиції, задані величини $V^{(s)}(t)$ будуть приблизно дорівнювати сумі цих функцій з врахуванням зсуву у часі T_{n-1} і коефіцієнтами $q_n^{(r)}$, які приймають сенс вагових коефіцієнтів:

$$V^{(s)}(t) \approx \sum_{r=1}^R \sum_{n=1}^N q_n^{(r)} H(t-T_{n-1}) V^{(s,r)}(t-T_{n-1}). \quad (3)$$

Функції $V^{(s,r)}(t)$ можуть бути визначені або експериментально (якщо можлива реалізація близького за конфігурацією до $Z(t)$ навантаження), або методами математичного моделювання. І через те, що для сучасної практики як експериментальних досліджень, так і комп'ютерного моделювання, замість безперервних величин $V^{(s)}(t)$ і $V^{(s,r)}(t)$ зазвичай мають місце дискретні, які представляють собою масиви значень відповідних функцій для рівновіддалених точок з кроком Δt досліджуваного часового інтервалу, то замість виразу (3) більш доречний наступний варіант його запису – $V_m^{(s)} \approx \sum_{r=1}^R \sum_{n=1}^N q_n^{(r)} H(m-M_{n-1}) V_{m-M_{n-1}}^{(s,r)}$ ($s=\overline{1,S}$), (4)

де $V^{(s)}$, $V^{(s,r)}$ – матриці-стовпці висотою M_N з елементами $V_m^{(s)} = V^{(s)}(m\Delta t)$, $V_m^{(s,r)} = V^{(s,r)}(m\Delta t)$ ($m=\overline{1,M_N}$; $M_n = E(T_n/\Delta t)$, $E(x)$ – ціла частина аргументу).

Таким чином, задача наближеного відновлення $Z^{(r)}(t)$ (1) зводиться до відшукування таких коефіцієнтів $q_n^{(r)}$ ($r=\overline{1,R}$; $n=\overline{1,N}$), які б найкращим чином забезпечували виконання рівності (4) у припущенні того, що $V^{(s)}$, $V^{(s,r)}$, Δt і T_n відомі. Останні або задаються керуючись апріорною інформацією про гладкість розв'язку, або вибираються на підставі аналізу отриманих результатів.

У даній роботі методика обчислення коефіцієнтів $q_n^{(r)}$ побудована на методі найменших квадратів – коефіцієнти $q_n^{(r)}$ приймаються такими, щоб мінімізувати квадратичні функції J_n , які вводяться в розгляд на кожному часовому інтервалі n

$$: J_n = \sum_{s=1}^S \left(\sum_{m=M_{n-1}+1}^{M_n} \left(\mathbf{v}_m^{(s)} - \sum_{r=1}^R \sum_{k=1}^n q_k^{(r)} \mathbf{v}_{m-M_{k-1}}^{(s,r)} \right)^2 \right) = \sum_{s=1}^S \left\| \left(\mathbf{v}_{(n)}^{(s)} - \sum_{r=1}^R \sum_{k=1}^n q_k^{(r)} \mathbf{v}_{(n-k+1)}^{(s,r)} \right) \right\|_2^2.$$

Тут величини з нижнім індексом у дужках позначають підматриці відповідних стовпців – $\mathbf{X}_{(n)} = [\mathbf{X}_{M_{n-1}+1} \ \mathbf{X}_{M_{n-1}+2} \ \dots \ \mathbf{X}_{M_n}]^T$ ($\mathbf{X} = \mathbf{V}^{(s,r)}, \mathbf{V}^{(s)}$); $\|\mathbf{X}\|_2$ – евклідова норма \mathbf{X} .

Задача відшукування $\min_{q_n^{(r)}} J_n$ ($r = \overline{1, R}; n = \overline{1, N}$) еквівалентна розв'язанню рівнянь

$\partial J_n / \partial q_n^{(r)} = 0$. У результаті нескладних математичних перетворень із сукупності отриманих $N \cdot R$ рівнянь формується система лінійних алгебраїчних рівнянь (СЛАР), яка у матричному вигляді може бути записана в такий спосіб: $\mathbf{A}\mathbf{q} = \mathbf{Y}$, де \mathbf{A} – квадратна ($R \times R$)-матриця блокової структури, блоки якої є нижніми трикутними матрицями Теплиця розміром $N \times N$; \mathbf{q} і \mathbf{Y} – блокові стовпцеві матриці, висота кожного з R блоків яких дорівнює N . Таким чином під записом $\mathbf{A}\mathbf{q} = \mathbf{Y}$ розуміється

$$\begin{bmatrix} \mathbf{A}_{1,1} & \dots & \mathbf{A}_{1,R} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{A}_{R,1} & \dots & \mathbf{A}_{R,R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{q}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{q}_R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{Y}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{Y}_R \end{bmatrix}. \quad (5)$$

Елементи зазначених матриць визначаються рівностями:

$$\{\mathbf{A}_{p,r}\}_{n,k} = \sum_s \mathbf{v}_{(1)}^{(s,p)T} \mathbf{v}_{(n-k+1)}^{(s,r)}; \quad \{\mathbf{q}_r\}_n = q_n^{(r)}; \quad \{\mathbf{Y}_r\}_n = \sum_s \mathbf{v}_{(1)}^{(s,r)T} \mathbf{v}_{(n)}^{(s)}$$

($s = \overline{1, S}; p, r = \overline{1, R}; n = \overline{1, N}; k = \overline{1, n}$).

Структура матриці \mathbf{A} дозволяє реалізувати процедуру покрокового обчислення елементів $\{\mathbf{q}_r\}_n$ за допомогою рекурентної формули з постійною матрицею та змінною правою частиною, яка враховує обчислені на попередніх кроках значення $\{\mathbf{q}_r\}_k$ ($k = \overline{1, n-1}$). Однак стовпець \mathbf{Y} містить випадкові помилки вимірювання і погрішності обробки та передачі даних. Тому отриманий на підставі такої рекурентної формули результат, незважаючи на деякий згладжувальний ефект від кусково-постійної апроксимації (див. (1)), швидше за все, буде позбавлений фізичного змісту. Побудова стійкого до помилок у вхідних даних розв'язку потребує залучення спеціальних регуляризуючих процедур, розвинених для розв'язання некоректних задач обчислювальної математики. У даній роботі для знаходження наближеного розв'язку (5) використовується прийом, який поєднує реалізацію узагальненого методу Крамера чи Гауса (для виділення з вихідної системи (5) СЛАР типу $\hat{\mathbf{A}}_r \mathbf{q}_r = \hat{\mathbf{Y}}_r$ ($r = \overline{1, R}$) відносно кожної підматриці \mathbf{q}_r) і методу регуляризації А.М. Тихонова [4]. Слід зазначити, що перший етап враховує властивість комуता-

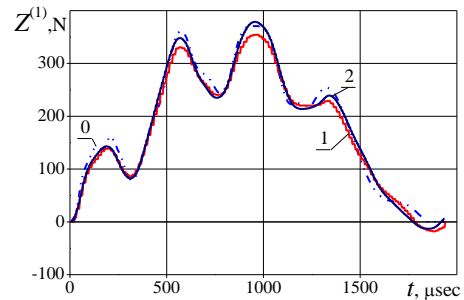
тивності вхідних у матрицю \mathbf{A} блоків ($\mathbf{A}_{r,i}\mathbf{A}_{p,j}=\mathbf{A}_{p,j}\mathbf{A}_{r,i}$; $i,j=\overline{1,R}$) і рівність елементів на діагоналях, паралельних головній (для зменшення кількості обчислювальних операцій). А на другому етапі задача $\hat{\mathbf{A}}_r\mathbf{q}_r=\hat{\mathbf{Y}}_r$ підміняється розв'язанням регуляризованої СЛАР $(\hat{\mathbf{A}}_r^T\hat{\mathbf{A}}_r+\alpha\hat{\mathbf{L}}^T\hat{\mathbf{L}})\mathbf{q}_r=\hat{\mathbf{A}}_r^T\hat{\mathbf{Y}}_r$, (6)

яка впливає з умови $\min_{\mathbf{q}}(\|\hat{\mathbf{A}}_r\mathbf{q}_r-\hat{\mathbf{Y}}_r\|_2^2+\alpha\|\hat{\mathbf{L}}\mathbf{q}_r\|_2^2)$ ($\hat{\mathbf{L}}$ – регуляри- зуюча матриця).

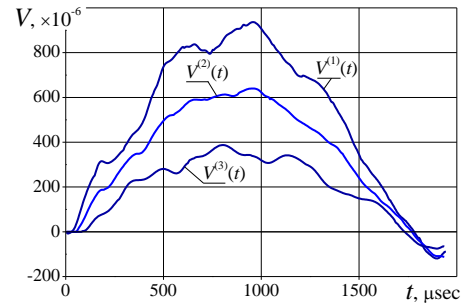
Важливим етапом методу Тихонова є підбор вхідного в розрахункову СЛАР (6) параметра регуляризації α ($\alpha>0$). Зокрема, значення α може бути обчислене на підставі принципу нев'язки [4].

Розв'язавши систему (6) і маючи у своєму розпорядженні значення $q_n^{(r)}$ ($r=\overline{1,R}$; $n=\overline{1,N}$) на заключному етапі відновлюється наближений профіль шуканих функцій $Z^{(r)}(t)$ з урахуванням співвідношення $q_n^{(r)}=\sum_{k=1}^n q_k^{(r)}$ та рівності (1).

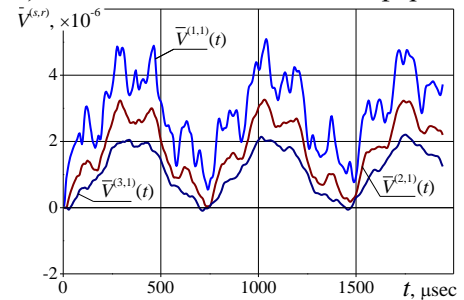
Чисельні результати. Наведений алгоритм був протестований для ідентифікації зосередженого нестационарного навантаження, що діє вісесиметрично на круглій пластині з жорстко защемленим контуром, експериментальні дослідження коливань якої можна знайти в роботі [5]. Пластина була виготовлена з алюмінієвого сплаву з матеріальними властивостями $E=70$ ГПа, $\rho=2700$ кг/м³ і $\nu=0.33$ (модуль Юнга, густина і коефіцієнт Пуассона, відповідно), а геометричні її параметри становили 60 мм (радіус) і 2 мм (товщина). Використання для реалізації навантаження інструментального молотка дозволило авторам [5] записати фактичну історію зміни контактного навантаження за часом, графік якої зображений нижче на рис. 1,а у вигляді штрихової кривої 0. За допомогою тензOMETричного вимірювального комплексу авторами [5] також отримані криві $V^{(1)}(t)$, $V^{(2)}(t)$ і $V^{(3)}(t)$ (рис. 1,б), які зображують відповідні цьому навантаженню деформації пластини в окружному напрямку $\varepsilon_{\theta}(t)$ в точках, які віддалені від її центру



а) конфігурації «фактичного» та відновленого навантажень



б) закони зміни відносних деформацій



в) «передатні функції»

Рис. 1. Ідентифікація навантаження за експериментальними даними

на відстані 10 мм, 20 мм і 30 мм, відповідно. Задача ідентифікації в цьому випадку полягає у відновленні контактного навантаження (як функції $Z(t)=Z^{(R)}(t)$, $R=1$) за значеннями деформацій $V^{(s)}(t)$ ($s=\overline{1,S}$; $S=3$). Для її розв'язання, відповідно до викладеного у даній роботі алгоритму, на першому етапі за допомогою SE-програмного комплексу була розв'язана пряма задача з метою побудови «передатних функцій» $\nabla^{(s,R)}(t)$. Ці функції визначають деформації пластини $\varepsilon_{\theta}(t)$ в точках 10 мм ($s=1$), 20 мм ($s=2$) і 30 мм ($s=3$) при прикладанні до її центру зосередженого навантаження у вигляді функції Хевісайда ($Z^{(R)}(t)=Z=1$).

Результати SE-аналізу представлені на рис. 1,в. Слід зауважити, що при обчисленні $\nabla^{(s,R)}(t)$ здійснювався контроль результатів на предмет їх збіжності. Крок за часом прийнятий рівним 2 мкс, який використовувався у публікації [5]. Маючи як функції $V^{(s)}(t)=\nabla^{(s)}(t)$ (отримані методом оцифровки графіків), так і функціями $\nabla^{(s,R)}(t)$ (отримані методом SE), на другому етапі здійснювалося розв'язання СЛАР (5) відносно вагових коефіцієнтів $q_n^{(R)}$, які й визначають конфігурацію шуканого навантаження $Z^{(R)}(t)$ (див. (1)). Результат ідентифікації представлений кривою 2 на рис. 1,а. Кривою 1 на цьому рисунку зображені результати відновлення контактної навантаження на підставі показань виключно першого тензодатчика, розташованого на відстані 10 мм від центру пластини ($S=1$).

Із зіставлення кривих 1 і 2 з кривою 0 можна зробити висновок, що як у першому випадку ($S=3$), так і у другому ($S=1$), отримано добре узгодження ідентифікованого навантаження з фактичним (штрихова крива). При цьому для даного конкретного розрахункового прикладу з прийнятною точністю результати ідентифікації можуть бути отримані на підставі даних лише з однієї вимірювальної точки ($S=1$), що суттєво скорочує кількість обчислювальних операцій і, відповідно, час на розрахунок.

Висновки. У роботі представлена методика ідентифікації як функції часу нестационарних навантажень, що діють на конструктивний елемент довільної геометрії. У якості вхідних даних виступають величини, які вважаються доступними для натурних вимірів, а їх зміна у часі обумовлена дією шуканих навантажень. Викладена методика дозволяє звести задачу до розв'язання СЛАР, елементи матриці якої можуть бути визначені експериментально або за допомогою МСЕ. Якість ідентифікації залежить не стільки від точності розв'язання цієї системи, скільки від вірогідності та точності відтворення/моделювання динамічних процесів у досліджуваному конструктивному елементі, проведених з метою побудови матриці. Якість ідентифікації залежить також й від кількості реєструємих величин S , яку, у загальному випадку, рекомендується приймати не меншою кількості R ідентифікуємих функцій.

Слід зазначити, що викладена методика може бути використана при розв'язанні широкого класу «граничних обернених задач» механіки деформівного твердого

тіла [6], у т.ч. при відновленні впливів іншої фізичної природи (кінематичних, теплових, тощо).

Література

1. Соловьев А.Н. *Прямые и обратные задачи для конечных упругих и электроупругих тел* / А.Н. Соловьев // *Дисс. на соиск. уч. ст. докт. физ.-мат. наук. РГУ, Ростов-н/Д, 2005.* – 296 с.
2. Янчевский И.В. *К проблеме восстановления временной зависимости нестационарного воздействия, примененного к упругодеформируемому элементу конструкции*// *Проблемы машиностроения.* – 2015. – Т. 18, № 2. – С. 43-55.
3. Maia N.M.M. *Recent advances on force identification in structural dynamics* / N.M.M. Maia, Y.E. Lage, M.M. Neves // *In book "Advances in vibration engineering and structural dynamics", ed. by F. Beltran-Carbajal.* – 2012. – Ch. 6. – P. 103-132.
4. Тихонов А.Н. *Численные методы решения некорректных задач* / А.Н. Тихонов, А.В. Гончарский [и др.]. – М.: Наука, 1990. – 232 с.
5. Wu E. *Two methods for determining impact-force history on elastic plates* / E. Wu, T.-D. Tsai, C.-S. Yen // *Experimental Mechanics.* – 1995. – Vol. 35, Iss. 1. – P. 11-18.
6. Ватульян А.О. *Обратные задачи в механике деформируемого твердого тела.* – М.: Физматлит, 2007. – 223 с.